

10532338

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-313042

(43) 公開日 平成11年(1999)11月9日

(51) IntCl.⁸ 識別記号

H 0 4 J 1/00

H 0 4 B 1/04

H 0 4 J 13/02

H 0 4 L 27/22

F I

H 0 4 J 1/00

H 0 4 B 1/04

H 0 4 J 13/00

H 0 4 L 27/22

E

R

F

Z

審査請求 未請求 請求項の数18 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平10-119562

(22) 出願日 平成10年(1998)4月28日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 平松 勝彦

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(72) 発明者 上杉 充

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(72) 発明者 上 豊樹

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(74) 代理人 弁理士 鷺田 公一

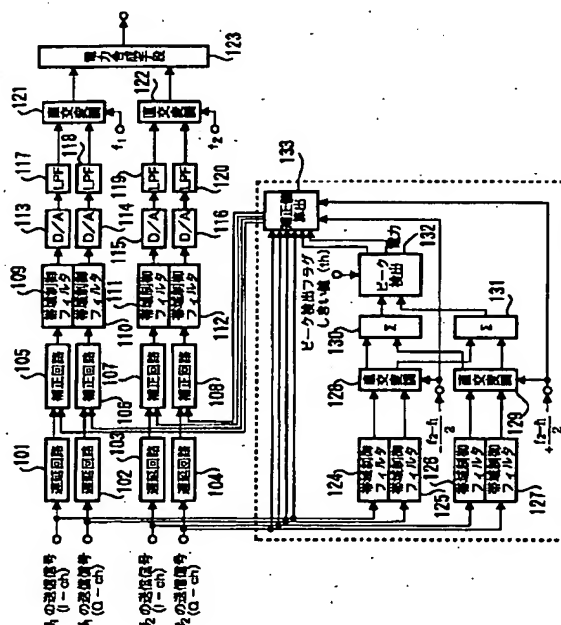
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信装置

(57) 【要約】

【課題】 信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすること。

【解決手段】 複数キャリア周波数で直交変調を行い、その信号を加算し、ピーク電力を検出する。そのピーク電力に基づいて、送信ベースバンド信号の振幅を抑圧するための係数を算出する。この係数を用いて、帯域制限フィルタ入力となるベースバンド信号の振幅を抑圧する。これにより、ピーク電力を確実に抑圧でき、かつ、帯域制限フィルタの効果により不要な周波数が発生しない。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出するピーク電力検出手段と、検出されたピーク電力が所定の値を超えた時にピーク電力を電力合成前に補正するピーク電力補正手段と、それぞれのキャリア周波数の送信信号を合成する合成手段と、を具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 2】 ピーク電力補正後の送信信号に対してフィルタリング処理を行なうフィルタを具備することを特徴とする請求項 1 記載の無線通信装置。

【請求項 3】 ピーク電力検出手段は、キャリア周波数より低い周波数においてキャリア周波数間隔を保持して直交変調及び加算を行うことによりピーク電力を算出することを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載の無線通信装置。

【請求項 4】 ピーク電力検出手段は、周波数が 0 Hz を中心とする零 I F 変調を行なう直交変調手段を有することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項 5】 複数のキャリア周波数の送信信号に対してそれぞれフィルタリング処理するフィルタ、フィルタリング後の送信信号を合成する合成手段、及びフィルタリング処理前にピーク電力を補正する補正手段を備えた送信系と、前記複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出し、検出されたピーク電力に基づいて補正値を算出し、この補正値を前記補正手段に送るピーク電力補正値算出手段を備えたピーク電力補正系と、を具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 6】 送信系は、アナログの送信信号に対して直交変調を行なう直交変調手段を有することを特徴とする請求項 5 記載の無線通信装置。

【請求項 7】 送信系は、デジタルの送信信号に対して直交変調を行なう直交変調手段を有することを特徴とする請求項 5 記載の無線通信装置。

【請求項 8】 ピーク電力補正系は、前記フィルタよりもタップ長が短いフィルタを有することを特徴とする請求項 5 乃至請求項 7 のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項 9】 請求項 1 乃至請求項 8 のいずれかに記載の無線通信装置を備えることを特徴とする基地局装置。

【請求項 10】 請求項 1 乃至請求項 8 のいずれかに記載の無線通信装置を備えることを特徴とする移動局装置。

【請求項 11】 複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出する工程と、このピーク電力がしきい値を超えたときに補正値を算出する工程と、この補正値に従って送信信号の振幅を補正する工程と、補正された振幅の送信信号に対してフィルタリング処理を行なう工程と、を具備することを特徴とする送信ピーク電力削減方法。

【請求項 12】 しきい値を変調方式に応じて調整することを特徴とする請求項 11 記載の送信ピーク電力削減方法。

【請求項 13】 しきい値を帯域制限方法に応じて調整することを特徴とする請求項 11 記載の送信ピーク電力削減方法。

【請求項 14】 通信方式が CDMA であり、しきい値をコード多重数に応じて調整することを特徴とする請求項 11 記載の送信ピーク電力削減方法。

10 【請求項 15】 フィルタのタップ係数が最も大きい値となる送信信号に対して補正を行なうことを特徴とする請求項 11 乃至請求項 14 のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法。

【請求項 16】 送信信号を直交変調した同相成分とフィルタ出力を直交変調した同相成分との間の積と、送信信号を直交変調した直交成分とフィルタ出力を直交変調した直交成分との間の積との和にフィルタのタップ係数を乗算した結果が最大となる送信信号の振幅に対して補正を行なうことを特徴とする請求項 11 乃至請求項 14 のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法。

【請求項 17】 請求項 11 乃至請求項 16 のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法で送信電力のピークを削減して帯域制限信号を得る工程と、この帯域制限信号に対してそれぞれのキャリア周波数間隔で零 I F 信号に直交変調を行う工程と、直交変調後の送信信号の同相成分及び直交成分をそれぞれ加算してアナログ信号に変換する工程と、変換後のそれぞれのキャリア周波数の送信信号を直交変調する工程と、を具備することを特徴とする無線通信方法。

30 【請求項 18】 請求項 11 乃至請求項 16 のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法で送信電力のピークを削減して帯域制限信号を得る工程と、この帯域制限信号に対してそれぞれのキャリア周波数間隔で直交変調を行う工程と、変調後の送信信号をそれぞれ加算してアナログ信号に変換する工程と、を具備することを特徴とする無線通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、複数のキャリア周波数で送信する無線通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来の通信装置、特に無線通信装置について特開平 8-274734 号公報を用いて説明する。図 10 は、従来の無線通信装置の構成を示すブロック図である。この構成を有する無線通信装置においては、入力端子 11₁～11_nから入力された入力変調信号は、周波数変換手段 12₁～12_nで互いに異なる周波数帯の信号に周波数変換され、これらの変換出力は可変減衰器 21₁から 21_nをそれぞれ通じて電力合成手段 16 へ供給され、信号多重化されて出力される。その多重化出力

部が分岐され、レベル検出手段23で包絡線電力レベルが検出される。制御手段24は、その検出レベルLが多重化信号の平均電力のk倍のレベルLs (kは4~5倍程度)を超えたときに、減衰器21₁~21_nに対して、 $1/\Delta F_0$ (秒)程度 (F_0 は多重化信号の帯域幅周波数)の時間、変調信号電力の平均電力をk/n倍以下に減衰するように制御する。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら従来の技術には以下の2点の課題がある。まず、従来の技術では、電力合成手段で合成された電力に基づいて減衰量を決定するために、レベル検出手段、制御手段、及び減衰手段の処理の間は電力合成手段から送信信号は出力されてしまうという課題が生ずる。このため、後段の増幅器について、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成にする必要がある。一般的に、このような増幅器は、大きさ、発熱量ともに大きく、かつ、高価である。

【0004】また、従来の技術では、送信信号にFSK信号を考えている。FSK変調信号においては、シンボル時間は単一周波数となる。シンボル周波数は通常数kHz~数百kHzである。これは、明細書中に記載している減衰させる時間 $1/\Delta F_0$ に対して非常に長い時間である。従って、減衰のための反応速度が多少遅くても十分に機能する。

【0005】しかしながら、PSK変調方式やQAM変調方式では、シンボル時間中においても振幅及び位相が変化する。この変化の速度は電力加算結果の変化の速度とほぼ同等である。従って、減衰のための反応速度が遅い場合は、ピーク電力の抑圧が間に合わず、電力加算結果が想定している大きさを越えていない時刻において減衰することになる。

【0006】本発明はかかる点に鑑みてなされたものであり、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる無線通信装置を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、本発明は以下の手段を講じた。

【0008】請求項1記載の無線通信装置に関する発明は、複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出するピーク電力検出手段と、検出されたピーク電力が所定の値を超えた時にピーク電力を電力合成前に補正するピーク電力補正手段と、それぞれのキャリア周波数の送信信号を合成する合成手段と、を具備する構成を採る。

【0009】この構成によれば、所定の値を超えた時にピーク電力を電力合成前に補正することができるので、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大き

なピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。

【0010】請求項1記載の無線通信装置において、請求項2記載の発明のように、ピーク電力補正後の送信信号に対してフィルタリング処理を行なうフィルタを具備することが好ましい。

【0011】請求項3記載の発明は、請求項1又は請求項2記載の無線通信装置において、ピーク電力検出手段が、キャリア周波数より低い周波数においてキャリア周波数間隔を保持して直交変調及び加算を行うことによりピーク電力を算出する構成を採る。

【0012】この構成によれば、数MHzのデジタル信号の状態でも直交変調して加算した信号のピーク電力を検出することができる。

【0013】請求項4記載の発明は、請求項1乃至請求項3のいずれかに記載の無線通信装置において、ピーク電力検出手段が、周波数が0Hzを中心とする零IF変調を行なう直交変調手段を有する構成を採る。

【0014】この構成によれば、デジタル回路のサンプリング周波数を最も小さくすることができる。また、IF周波数を出力するためにD/A変換器の個数を1個に削減でき、かつ、アナログ直交変調回路を削減することができる。

【0015】請求項5記載の無線通信装置に関する発明は、複数のキャリア周波数の送信信号に対してそれぞれフィルタリング処理するフィルタ、フィルタリング後の送信信号を合成する合成手段、及びフィルタリング処理前にピーク電力を補正する補正手段を備えた送信系と、前記複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出し、検出されたピーク電力に基づいて補正值を算出し、この補正值を前記補正手段に送るピーク電力補正值算出手段を備えたピーク電力補正系と、を具備する構成を採る。

【0016】この構成によれば、所定の値を超えた時にピーク電力を電力合成前に補正することができるので、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。

【0017】請求項5記載の無線通信装置においては、請求項6記載の発明のように、送信系が、アナログの送信信号に対して直交変調を行なう直交変調手段を有する構成でも良く、請求項7記載の発明のように、送信系が、デジタルの送信信号に対して直交変調を行なう直交変調手段を有する構成でも良い。

【0018】請求項8記載の発明は、請求項5乃至請求項7のいずれかに記載の無線通信装置において、ピーク電力補正系が、前記フィルタよりもタップ長が短いフィルタを有する構成を採る。

【0019】この構成によれば、ピーク電力算出回路の演算規模又は回路規模を削減することができる。

【0020】請求項11記載の送信ピーク電力削減方法に関する発明は、複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出する工程と、このピーク電力がしきい値を超えたときに補正値を算出する工程と、この補正値に従って送信信号の振幅を補正する工程と、補正された振幅の送信信号に対してフィルタリング処理を行なう工程と、を具備する構成を採る。

【0021】この構成によれば、帯域外に不要な周波数を発生させることなくピーク電力を低減することができる。ピーク電力を低減することにより、増幅器のバック
10 オフを低減できる。従って、増幅器を小さくすることができる。

【0022】請求項11記載の送信ピーク電力削減方法においては、請求項12記載の発明のように、しきい値を変調方式に応じて調整しても良く、しきい値を帯域制限方法に応じて調整しても良い。また、通信方式がCDMAである場合には、請求項14記載の発明のように、しきい値をコード多重数に応じて調整しても良い。

【0023】これらの構成により、ピーク電力検出方法において帯域制限フィルタを用いない場合においても、
20 シンボル点間に発生するピーク電力を正しく推定することができる。

【0024】請求項12記載の構成により、帯域外に不要な周波数を発生させることなくピーク電力を低減することができる。また、ピーク電力を低減することにより、増幅器のバックオフを低減できる。従って、増幅器を小さくすることができる。

【0025】また、請求項14記載の構成により、直交変調器の帯域を1キャリア周波数分のもので構成できるために、直交変調器を安価に構成できる。

【0026】請求項15記載の発明は、請求項11乃至請求項14のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法において、フィルタのタップ係数が最も大きい値となる送信信号に対して補正を行なう構成を採る。

【0027】この構成によれば、帯域制限フィルタに入力する前の信号の振幅を補正するため、振幅補正によって不要な周波数成分が発生することがなくなる。また、送信のための直交変調及び電力加算と、電力算出のための直交変調及び電力加算の関係をアナログ回路による劣化要因なしで構成できる。しかも、サンプリング周波数
40 をもっとも小さくすることができる。

【0028】請求項16記載の発明は、請求項11乃至請求項14のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法において、送信信号を直交変調した同相成分とフィルタ出力を直交変調した同相成分との間の積と、送信信号を直交変調した直交成分とフィルタ出力を直交変調した直交成分との間の積との和にフィルタのタップ係数を乗算した結果が最大となる送信信号の振幅に対して補正を行なう構成を採る。

【0029】この構成により、ピーク電力に大きく寄与

する信号に対して補正を行なうので、補正量を小さくすることができ、送信信号のひずみ量を小さくすることができる。また、送信のための直交変調および電力加算と、電力算出のための直交変調および電力加算の関係をアナログ回路による劣化要因なしで構成できる。しかも、D/A変換器を1個に削減でき、アナログ直交変調回路を削減することができる。

【0030】請求項17記載の無線通信方法に関する発明は、請求項11乃至請求項16のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法で送信電力のピークを削減して帯域制限信号を得る工程と、この帯域制限信号に対してそれぞれのキャリア周波数間隔で零IF信号に直交変調を行う工程と、直交変調後の送信信号の同相成分及び直交成分をそれぞれ加算してアナログ信号に変換する工程と、変換後のそれぞれのキャリア周波数の送信信号を直交変調する工程と、を具備する構成を採る。

【0031】この構成によれば、送信のための直交変調及び電力加算と、電力算出のための直交変調及び電力加算の関係をアナログ回路による劣化要因なしで構成できる。また、サンプリング周波数をもっとも小さくすることが
50 できる。

【0032】請求項18記載の無線通信方法に関する発明は、請求項11乃至請求項16のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法で送信電力のピークを削減して帯域制限信号を得る工程と、この帯域制限信号に対してそれぞれのキャリア周波数間隔で直交変調を行う工程と、変調後の送信信号をそれぞれ加算してアナログ信号に変換する工程と、を具備する構成を採る。

【0033】この構成によれば、送信のための直交変調及び電力加算と、電力算出のための直交変調及び電力加算の関係をアナログ回路による劣化要因なしで構成できる。また、D/A変換器を1個に削減でき、アナログ直交変調回路を削減することができる。

【0034】本発明は、請求項9記載の発明のように、請求項1乃至請求項8のいずれかに記載の無線通信装置を備える基地局装置を提供し、請求項10記載の発明のように、請求項1乃至請求項8のいずれかに記載の無線通信装置を備える移動局装置を提供する。

【0035】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

【0036】（実施の形態1）図1は、本発明の実施の形態1に係る無線通信装置の構成を示すブロック図である。この無線通信装置は、マルチキャリア周波数増幅方式におけるピーク電力削減方法を採用したものである。

【0037】遅延回路101及び102においてキャリア周波数 f_1 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。同様に、遅延回路103及び104においてキャリア周波数 f_2 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。この遅延時間は、合成した電力のピーク電力を

抑圧するための補正係数を算出する処理に必要な時間分に相当するように設定する。なお、補正係数の算出時間が十分に速い場合は遅延回路による時間の調整は不要となる。

【0038】遅延させた各信号を補正回路105～108で振幅の補正を行う。この補正処理に関しては後で説明する。振幅を補正した信号を帯域制限フィルタ109～112で帯域制限処理を行う。帯域制限フィルタ109～112で帯域制限した信号をD/A変換器113～116でアナログ信号に変換する。次いで、アナログ信号に変換した信号の折り返し周波数成分をLPF117～120で除去する。

【0039】キャリア周波数 f_1 で送信するベースバンド信号を直交変調器121でキャリア周波数 f_1 に周波数変換する。同様に、キャリア周波数 f_2 で送信するベースバンド信号を直交変調器122でキャリア周波数 f_2 に周波数変換する。その後、電力合成手段123でキャリア周波数 f_1 の信号とキャリア周波数 f_2 の信号を合成する。例えば、合成した結果を無線通信装置に用いる場合には、増幅器で増幅し、アンテナから送信する。合成した結果を有線通信装置に用いる場合には、増幅器で増幅し、ケーブルを通じて送信する。合成した結果を更に高いキャリア周波数に周波数変換する場合もある。

【0040】電力合成した結果における電力の平均電力とピーク電力との差が大きい場合は、平均電力に対してダイナミックレンジの広い増幅器が必要となる。従って、ピーク電力を抑圧する必要がある。

【0041】以下、ピーク電力の抑制について説明する。第1に、ピーク電力の検出方法を説明する。帯域制限フィルタ124～127で送信ベースバンド信号を帯域制限する。このフィルタは、ピークレベル検出を厳密に行う場合は、帯域制限フィルタ109～112と同じものを用いる。しかしながら、帯域制限フィルタをソフトウェア処理で行う場合の演算量を削減する目的又はハードウェア処理で行う場合の回路規模を削減する目的では、周波数特性がほぼ同等であって、タップ長を短くしたフィルタに置き換えても良い。

【0042】帯域制限フィルタ処理出力を直交変調器128及び129で直交変調する。この直交変調器は、アナログ回路とデジタル回路のどちらでも実現できるが、補正係数検出処理をデジタル処理で行う方がよいのでデジタル回路で実現する。図1ではデジタル回路で実現する場合を示している。アナログ回路で実現する場合はD/A変換器及びLPFが必要になる。

【0043】直交変調をデジタル信号処理で行う場合は、ベースバンド変調信号について中心周波数を0Hzとした直交変調を行う。例えば、キャリア周波数 f_1 とキャリア周波数 f_2 で送信を行う場合は、キャリア周波数 f_1 で送信する信号を $-(f_2 - f_1)/2$ で直交変調し、キャリア周波数 f_2 で送信する信号を $+(f_2 -$

$f_1)/2$ で直交変調する。

【0044】そして、キャリア周波数 f_1 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $I-ch$ とキャリア周波数 f_2 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $I-ch$ とを加算器130で加算し、キャリア周波数 f_1 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $Q-ch$ とキャリア周波数 f_2 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $Q-ch$ とを加算器131で加算する。この直交変調処理の周波数軸上での動作を図2に示す。

【0045】なお、本実施の形態においては、直交変調をデジタル信号処理で行なうことができるので、低いキャリア周波数で行うことができる。ピーク電力検出においては、零IFの信号と低いキャリア周波数での信号との間の差はないので、零IFで処理する方が良い。

【0046】次いで、直交変調を行った結果に対してピーク電力検出回路132でしきい値を超えるようなピーク電力を検出する。ピーク電力検出回路の一例を図3に示す。2乗回路301で $I-ch$ の2乗を算出し、2乗回路302で $Q-ch$ の2乗を算出する。そして、それぞれの結果を加算回路303で加算する。これが、直交変調した信号を加算した結果の電力である。さらに、比較回路304において加算した電力としきい値とを比較し、加算した電力がしきい値より大きい場合はピーク電力検出フラグによって補正係数算出回路133にその状態を伝える。同時に、補正を行うべき目標値 δ を算出し、補正係数算出回路133に伝える。これは、下記式1のように、しきい値から検出した電力を引くことによって算出できる。ただし、 $z^2(t)$ はマルチキャリア周波数の信号を直交変調した結果の電力である。

【0047】

【数1】

$$\delta = z^2(t) - \text{th} \quad \text{式1}$$

第2に、補正係数算出方法を説明する。ピーク電力の補正は、帯域制限フィルタ入力に対して α 倍に振幅をすることによって行う。ここでは、帯域制限フィルタをFIRフィルタで実現する場合を考える。タップ番号 n の入力信号が α 倍されると、それぞれの信号は、 $\alpha x_{11}(t)$ 、 $\alpha x_{1Q}(t)$ 、 $\alpha x_{21}(t)$ 、 $\alpha x_{2Q}(t)$ となる。ただし、 $x(t)$ はベースバンド変調信号で、添え字の前の番号はキャリア周波数番号を示し、添え字の後の記号は $I-ch$ 又は $Q-ch$ を表す。

【0048】 n 番目のタップの信号を α 倍にした時のFIRフィルタ出力は下記式2のようにになる。ただし、この数式には添え字番号は除いて表記した。 $h(\cdot)$ はタップ係数であり、 T_s はサンプリングレートであり、 $y(\cdot)$ はフィルタ出力である。 $\alpha=1$ の時は、当然フィルタ出力は補正を行わない結果と同一である。

【0049】

【数2】

$$\begin{aligned}
 y'(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} [h(i)x(t-iT_s) + (\alpha-1)h(n)x(t-nT_s)] \\
 &= y(t) + (\alpha-1)h(n)x(t-nT_s)
 \end{aligned}$$

式2

この信号を直交変調して加算すると、下記式3～式5のようになる。

$$z'^2(t) = z_I'^2(t) + z_Q'^2(t)$$

式3

【数3】

【数4】

$$\begin{aligned}
 z_I'(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [y'_{kI}(t) \cos \omega_k t - y'_{kQ}(t) \sin \omega_k t] \\
 &= z_I(t) + (\alpha-1)h(n) \sum_{k=0}^{K-1} [x_{kI}(t-nT_s) \cos \omega_k t - x_{kQ}(t-nT_s) \sin \omega_k t] \\
 &= z_I(t) + (\alpha-1)h(n)X_I(n, t)
 \end{aligned}$$

式4

【数5】

$$\begin{aligned}
 z_Q'(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [y'_{kI}(t) \sin \omega_k t + y'_{kQ}(t) \cos \omega_k t] \\
 &= z_Q(t) + (\alpha-1)h(n) \sum_{k=0}^{K-1} [x_{kI}(t-nT_s) \sin \omega_k t + x_{kQ}(t-nT_s) \cos \omega_k t] \\
 &= z_Q(t) + (\alpha-1)h(n)X_Q(n, t)
 \end{aligned}$$

式5

ただし、Kはキャリア周波数の数であり、 ω_k はキャリア周波数番号kの角速度である。式3は、補正前の電力

記式6に示すようになる。

【0050】

$z^2(t)$ から補正目標値 δ を引いた値になる。これは、下

【数6】

$$\begin{aligned}
 z'^2(t) &= z^2(t) + h^2(n)(\alpha-1)^2 \{X_I'^2(n, t) + X_Q'^2(n, t)\} \\
 &\quad + 2h(n)(\alpha-1) \{z_I(t)X_I(n, t) + z_Q(t)X_Q(n, t)\} \\
 &= th
 \end{aligned}$$

式6

上式6より、補正係数 α を算出するための式を導出することができる。算出した結果を下記式7に示す。

【数7】

$$\alpha = 1 + \frac{\beta(n, t) \left(-1 \pm \sqrt{1 - X^2(n, t) \{z^2(t) - th\} / \beta^2(n, t)} \right)}{h(n)X^2(n, t)}$$

式7

ただし、 $\beta(n, t)$ は下記式8のようになる。

【数8】

$$\beta(n, t) = z_I(t)X_I(n, t) + z_Q(t)X_Q(n, t)$$

式8

式7の平方根の中身を級数展開により近似し、これに式8を代入すると、下記式9のようになる。

【数9】

$$\alpha \approx 1 - \frac{z^2(t) - th}{2h(n) \{z_I(t)X_I(n, t) + z_Q(t)X_Q(n, t)\}}$$

式9

この近似は、図4に示すように、下記式10の範囲において有効である。

【数10】

$$-0.5 < -X^2(n, t) \{z^2(t) - th\} / \beta^2(n, t)$$

式10

【0051】このように、補正係数 α は、タップ番号nのタップ係数 $h(n)$ とマルチキャリア周波数信号を合成した結果のI-c h及びQ-c h (式中の $z_I(n, t)$ と $z_Q(n, t)$)、並びにタップ番号nのベースバンド変調信号を直交変調して加算した信号のI-c hとQ-c h (式中の $X_I(n, t)$ と $X_Q(n, t)$)から算出できることが明

らかになった。式7又は式9で算出した補正係数 α を用いて、タップ番号nの信号を α 倍に補正する。

【0052】上記タップ番号の選択方法は、以下のようなものが考えられる。補正係数が零に近い値の場合は、その時刻の送信信号をほぼ零にすることになるので、できるだけ係数が1に近い方がよい。式9を考えると分母

にあるタップ係数 $h(n)$ の値が大きい方がより補正係数は1に近づく。従って、第1のタップ番号選択方法は、タップ係数が最も大きい値となる中央タップにする方法である。また、式9を考えると分母が最も大きい場合が補正係数は1に近づく。従って、第2のタップ番号選択方法は、分母を計算し、その値が最も大きくなるタップ係数を選択する方法である。

【0053】第3に、補正について説明する。補正は、補正係数算出回路133で算出した補正係数 α を用いて、時刻 t の入力信号を α 倍する。

【0054】上記の処理により、マルチキャリア合成した電力をしきい値よりも小さい値にすることができる。これにより、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。

【0055】なお、本実施の形態の無線通信装置では、帯域制限フィルタの入力に対して振幅の補正を行うことにより、振幅の補正が周波数上に悪影響を与えないことが保証される。例えば、無線機の性能として必須である隣接チャネル漏洩電力やスプリアス電力放射について悪影響を与えない。

【0056】（実施の形態2）図5は、本発明の実施の形態2に係る無線通信装置の構成を示すブロック図である。図5に示す無線通信装置においては、図1に示す無線通信装置におけるピーク値補正部分の帯域制限フィルタを省略している。帯域制限フィルタを用いると一般的に乗算器が必要となり回路規模が大きくなるので、実施の形態2では、帯域制限を行わない状態でピーク電力を算出する。なお、図5において、図1と同じ部分については同じ符号を付してその説明を省略する。

【0057】帯域制限を行わない状態でのピーク電力を検出する場合、次のような問題が考えられる。PSKやQAM変調方式においては、ピーク電力はシンボル点とシンボル点の間で発生する。このため、一般的にシンボル点で算出したピーク電力よりも実際のピーク電力は大きくなる。従って、シンボル点間で発生するピーク電力にも対応できるように、実施の形態1で説明したしきい値 δ にマージンを持たせる必要がある。このマージンは、FSKなどの定包絡線変調方式と、PSKやQAMなどの非定包絡線変調方式では変える必要がある。

【0058】図5を用いて上記構成の無線通信装置の動作について説明する。キャリア周波数 f_1 の信号とキャリア周波数 f_2 の信号を合成する動作までは、実施の形態1と同様であるので、説明は省略する。

【0059】第1に、ピーク電力の検出方法を説明する。ベースバンド変調信号を直交変調器128及び129で直交変調する。この直交変調器はアナログ回路とデ

ジタル回路のどちらでも実現できるが、補正係数検出処理をデジタル処理で行う方がよいのでデジタル回路で実現する。図5ではデジタル回路で実現する場合を示している。アナログ回路で実現する場合はD/A変換器とLPFが必要になる。

【0060】直交変調をデジタル信号処理で行う場合は、ベースバンド変調信号について中心周波数を0Hzとした直交変調を行う。キャリア周波数 f_1 とキャリア周波数 f_2 で送信を行う場合は、キャリア周波数 f_1 で送信する信号を $-(f_2 - f_1)/2$ で直交変調し、キャリア周波数 f_2 で送信する信号を $+(f_2 - f_1)/2$ で直交変調する。そして、キャリア周波数 f_1 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $I - ch$ とキャリア周波数 f_2 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $I - ch$ とを加算器130で加算し、キャリア周波数 f_1 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $Q - ch$ とキャリア周波数 f_2 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $Q - ch$ とを加算器131で加算する。この直交変調処理の周波数軸上は図2に示す通りである。

【0061】なお、直交変調を低いキャリア周波数で行うことができるが、ピーク電力検出においては零IFの信号と低いキャリア周波数での信号との間の差はないので、零IFで処理する方が良い。

【0062】次に、直交変調を行った結果に対してピーク電力検出回路132でしきい値を超えるようなピーク電力を検出する。ピーク電力検出回路は、実施の形態1において使用するものと同様である。

【0063】さらに、比較回路304において加算した電力としきい値とを比較し、加算した電力がしきい値より大きい場合はピーク電力検出フラグによって補正係数算出回路133にその状態を伝える。同時に、補正を行うべき目標値 δ を算出し、補正係数算出回路133に伝える。これは、しきい値から検出した電力を引くことによって算出できる。ただし、 $z^2(t)$ はマルチキャリア周波数の信号を直交変調した結果の電力である。なお、実際に送信する帯域制限フィルタを用いた出力に対してピーク電力を測定しているのではないために、ハットを付けて推定値であることを明示する。

【0064】

【数11】

$$\delta = \hat{z}^2(t) - th$$

式11

【数12】

$$\hat{z}^2(t) = \hat{z}_I^2(t) + \hat{z}_Q^2(t)$$

式12

【数13】

13

14

$$\begin{aligned}\hat{z}_I(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [x_{KI}(t-nT_s) \cos \omega_k t - x_{KQ}(t-nT_s) \sin \omega_k t] \\ &= X_I(n, t)\end{aligned}$$

式 13

【数 1 4】

$$\begin{aligned}\hat{z}_Q(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [x_{KI}(t-nT_s) \sin \omega_k t + x_{KQ}(t-nT_s) \cos \omega_k t] \\ &= X_Q(n, t)\end{aligned}$$

式 14

【0065】 上述した通り、補間処理と帯域制限フィルタ処理を省いたピーク電力測定方法の場合は、図 6 に示すように、シンボル点とシンボル点の状態遷移によって起こる電力 A を測定することができず、シンボル点における電力 B のみが測定できる。この電力 A (P_A) と電力 B (P_B) の比は、変調方式や帯域制限フィルタの特性によって変化する。また、CDMA 通信方式のように拡散符号を多重して送信する場合でも電力 A と電力 B の比が異なる。従って、この電力 A と電力 B の比をシミュレーション等によりあらかじめ測定しておき、しきい値 (th) を補正する。補正方法は下記式 15 のようになる。

【0066】

【数 1 5】

$$th' = \frac{P_A}{P_B} th$$

式 15

第 2 に、補正係数算出方法を説明する。補正方法は、実施の形態 1 と同様に算出することができる。式 6 の $z_I(t)$ 及び $z_Q(t)$ に対して、式 13 及び式 14 を代入すると下記式 16 のようになる。

【0067】

【数 1 6】

$$\begin{aligned}z'^2(t) &= \hat{z}^2(t) + h^2(n)(\alpha-1)^2 \{X_I^2(n, t) + X_Q^2(n, t)\} \\ &\quad + 2h(n)(\alpha-1) \{\hat{z}_I(t)X_I(n, t) + \hat{z}_Q(t)X_Q(n, t)\} \\ &= X^2(t) + h^2(n)(\alpha-1)^2 X^2(n, t) + 2h(n)(\alpha-1)X^2(n, t) \\ &= th\end{aligned}$$

式 16

また、補正係数 α を算出すると下記式 17 のようになる。

【数 1 7】

$$\alpha = 1 - \frac{1 \pm \sqrt{th/X^2(n, t)}}{h(n)}$$

式 17

【0068】 このように、補正係数 α は、タップ番号 n のタップ係数 $h(n)$ と、タップ番号 n のベースバンド変調信号を直交変調して加算した信号の電力 (数式中の $X^2(n, t)$) から算出できることが明らかになった。式 17 で算出した補正係数 α を用いて、タップ番号 n の信号を α 倍に補正する。なお、上記タップ番号の選択方法は、実施の形態 1 と同様である。

【0069】 上記の処理により、マルチキャリア合成した電力をしきい値よりも小さい値にすることができる。これにより、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。さらに、実施の形態 1 の効果に加えて、補正值算出側で帯域制限フィルタを使用しないので、回路規模を小さくすることが可能である。

【0070】 なお、本実施の形態の無線通信装置では、帯域制限フィルタの入力に対して振幅の補正を行うことにより、振幅の補正が周波数上に悪影響を与えないこと

が保証される。例えば、無線機の性能として必須である隣接チャネル漏洩電力やスプリアス電力放射について悪影響を与えない。

【0071】 (実施の形態 3) 図 7 は、本発明の実施の形態 3 に係る無線通信装置の構成を示すブロック図である。図 7 に示す無線通信装置においては、ディジタルの状態では直交変調する構成になっている。なお、図 7 において、図 1 と同じ部分については同じ符号を付してその説明を省略する。

【0072】 遅延回路 101 及び 102 においてキャリア周波数 f_1 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。同様に、遅延回路 103 及び 104 においてキャリア周波数 f_2 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。この遅延時間は、合成した電力のピーク電力を抑圧するための補正係数を算出する処理に必要な時間分に相当するように設定する。なお、補正係数の算出時間が十分に速い場合は遅延回路による時間の調整は不要となる。

【0073】 遅延させた各信号を補正回路 105 ~ 108 で振幅の補正を行う。この補正処理に関しては後で説明する。振幅を補正した信号を帯域制限フィルタ 109 ~ 112 で帯域制限処理を行う。帯域制限フィルタ 109 及び 110 で帯域制限した信号を、直交変調回路 701 においてキャリア周波数 $(f_2 - f_1)/2$ で直交

変調する。また、帯域制限フィルタ 111 及び 112 で帯域制限した信号を、直交変調回路 702 においてキャリア周波数 $+(f_2 - f_1)/2$ で直交変調する。ただし、 $f_2 > f_1$ としている。

【0074】そして、それぞれの直交変調結果の $I - c h$ を加算器 703 で加算し、それぞれの直交変調結果の $Q - c h$ を加算器 704 で加算する。これは、一般的に零 IF 信号を作成する処理である。この零 IF で実現する場合は、デジタル信号として表現する周波数帯域が最も小さくなるので、サンプリング周波数を最も小さくすることができる。周波数軸上の表現は図 2 に示す通りである。

【0075】次いで、D/A 変換器 705 及び 706 でデジタル信号をアナログ信号に変換する。アナログ信号に変換した信号の折り返し周波数成分を LPF 707 及び 708 で除去する。

【0076】さらに、これらの信号をアナログ直交変調回路 709 で直交変調し、直交変調された信号から BPF 710 で不要な周波数成分を除去し、ミキサ 711 でキャリア周波数にアップコンバートし、BPF 712 で不要周波数成分を除去する。

【0077】無線通信装置に用いる場合は、キャリア周波数に変換した結果を増幅器で増幅した後にアンテナから送信する。また、有線通信装置に用いる場合は、キャリア周波数に変換した結果を増幅器で増幅し、ケーブルを通じて送信する。

【0078】なお、ピーク電力の検出方法は実施の形態 1 及び実施の形態 2 と同様である。実施の形態 2 のピーク電力の検出方法においては、帯域制限フィルタ 124 ~ 127 が不要になる。また、補正係数 α の算出方法や補正方法も実施の形態 1 及び実施の形態 2 と同様である。

【0079】上記の処理により、マルチキャリア合成した電力をしきい値よりも小さい値にすることができる。これにより、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。また、送信のための直交変調を用いた電力合成方法と、ピーク電力を検出するための直交変調を用いた電力合成方法と、を同一としている、すなわちデジタル状態で行なうので、正しくピーク電力を検出することができ、それに基づいてピーク電力を抑圧することができる。

【0080】なお、本実施の形態の無線通信装置では、帯域制限フィルタの入力に対して振幅の補正を行うことにより、振幅の補正が周波数上に悪影響を与えないことが保証される。例えば、無線機の性能として必須である隣接チャネル漏洩電力やスプリアス電力放射について悪影響を与えない。

【0081】（実施の形態 4）図 8 は、本発明の実施の形態 4 に係る無線通信装置の構成を示すブロック図であ

る。図 8 に示す無線通信装置においては、零 IF 処理を行わない構成になっている。なお、図 8 において、図 7 と同じ部分については同じ符号を付してその説明を省略する。

【0082】遅延回路 101 及び 102 においてキャリア周波数 f_1 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。同様に、遅延回路 103 及び 104 においてキャリア周波数 f_2 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。この遅延時間は、包絡線電力のピーク抑圧のための補正係数を算出処理に必要な時間分に相当するように設定する。なお、補正係数の算出時間が十分に速い場合は遅延回路による時間の調整は不要となる。

【0083】遅延させた各信号を補正回路 105 ~ 108 で振幅の補正を行う。この補正処理に関しては後で説明する。補正した信号を帯域制限フィルタ 109 ~ 112 で帯域制限処理を行う。帯域制限フィルタ 109 及び 110 で帯域制限した信号を、直交変調回路 701 においてキャリア周波数 f_1 で直交変調する。帯域制限フィルタ 111 及び 112 で帯域制限した信号を、直交変調回路 702 においてキャリア周波数 f_2 で直交変調する。さらに、これらの信号を加算器 801 で加算する。周波数軸上の表現は図 9 に示す通りである。

【0084】次に、加算結果を D/A 変換器 802 でデジタル信号をアナログ信号に変換し、BPF 710 で不要な周波数成分を除去し、ミキサ 711 でキャリア周波数にアップコンバートし、BPF 712 で不要周波数成分を除去する。

【0085】無線通信装置に用いる場合は、キャリア周波数に変換した結果を増幅器で増幅した後にアンテナから送信する。また、有線通信装置に用いる場合は、キャリア周波数に変換した結果を増幅器で増幅し、ケーブルを通じて送信する。

【0086】なお、ピーク電力の検出方法は実施の形態 1 及び実施の形態 2 と同様である。実施の形態 2 の方法でピーク電力を算出する場合は、帯域制限フィルタ 124 ~ 127 は不要となる。また、補正係数 α の算出方法及び補正方法は実施の形態 1 及び実施の形態 2 と同様である。

【0087】上記の処理により、送信のための直交変調を用いた電力合成方法と、ピーク電力を検出するための直交変調を用いた電力合成方法と、を同一としている、すなわちデジタル状態で行なうので、正しくピーク電力を検出することができ、それに基づいてピーク電力を抑圧することができる。また、直交変調器の帯域を 1 キャリア周波数分のもので構成できるために、直交変調器を安価に構成できる。

【0088】なお、上記実施の形態 1 ~ 4 においては、説明を簡単にするためにキャリア周波数が 2 つの場合について説明しているが、本発明においては、キャリア周波数の数は任意の数で良い。

【0089】また、上記実施の形態1～4において、しきい値は、変調方式や、帯域制限方法に応じて調整することができる。また、通信方式がCDMAである場合には、しきい値は、コード多重数に応じて調整することができる。

【0090】本発明の無線通信装置は、基地局装置や移動局装置に搭載することができ、基地局装置と移動局装置との間で無線通信を行なう無線通信システムに使用することができる。

【0091】

【発明の効果】以上説明したように本発明に係る複数キャリア周波数通信方式下でのピーク電力削減方法を採用する無線通信装置は、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

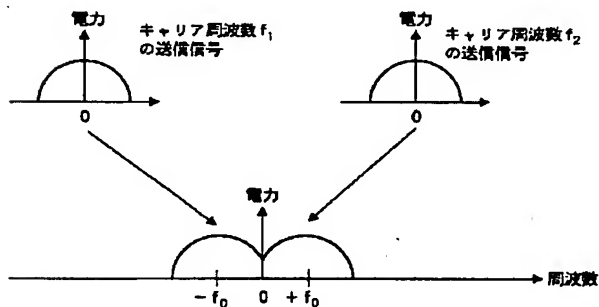
【図2】上記実施の形態に係る無線通信装置における周波数軸上の直交変調信号を示す図

【図3】上記実施の形態に係る無線通信装置におけるピーク電力検出回路のブロック図

【図4】上記実施の形態に係る無線通信装置における近似式の説明図

【図5】本発明の実施の形態2に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

【図2】



【図6】上記実施の形態に係る無線通信装置における変調信号の電力の説明図

【図7】本発明の実施の形態3に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

【図8】本発明の実施の形態4に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

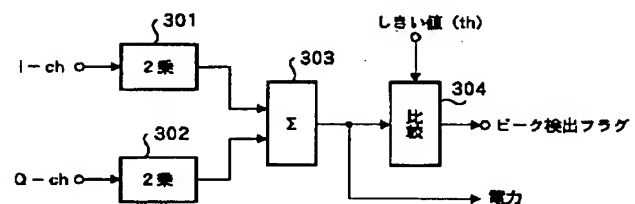
【図9】上記実施の形態に係る無線通信装置における周波数軸上の直交変調信号を示す図

【図10】従来の無線通信装置の構成を示すブロック図

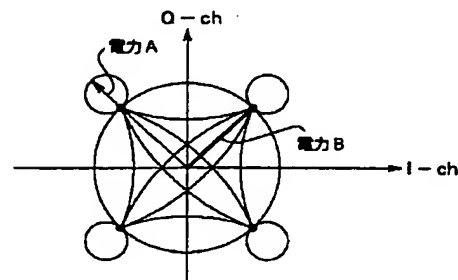
【符号の説明】

101～104 遅延回路
105～108 補正回路
109～112, 124～127 帯域制限フィルタ
113～116, 705, 706 D/A変換器
117～120, 707, 708 LPF
121, 122, 128, 129, 701, 702 直交変調器
123 電力合成手段
130, 131, 703, 704 加算器
132 ピーク電力検出回路
133 補正係数算出回路
301, 302 2乗回路
303 加算回路
304 比較回路
710, 712 BPF
711 ミキサ

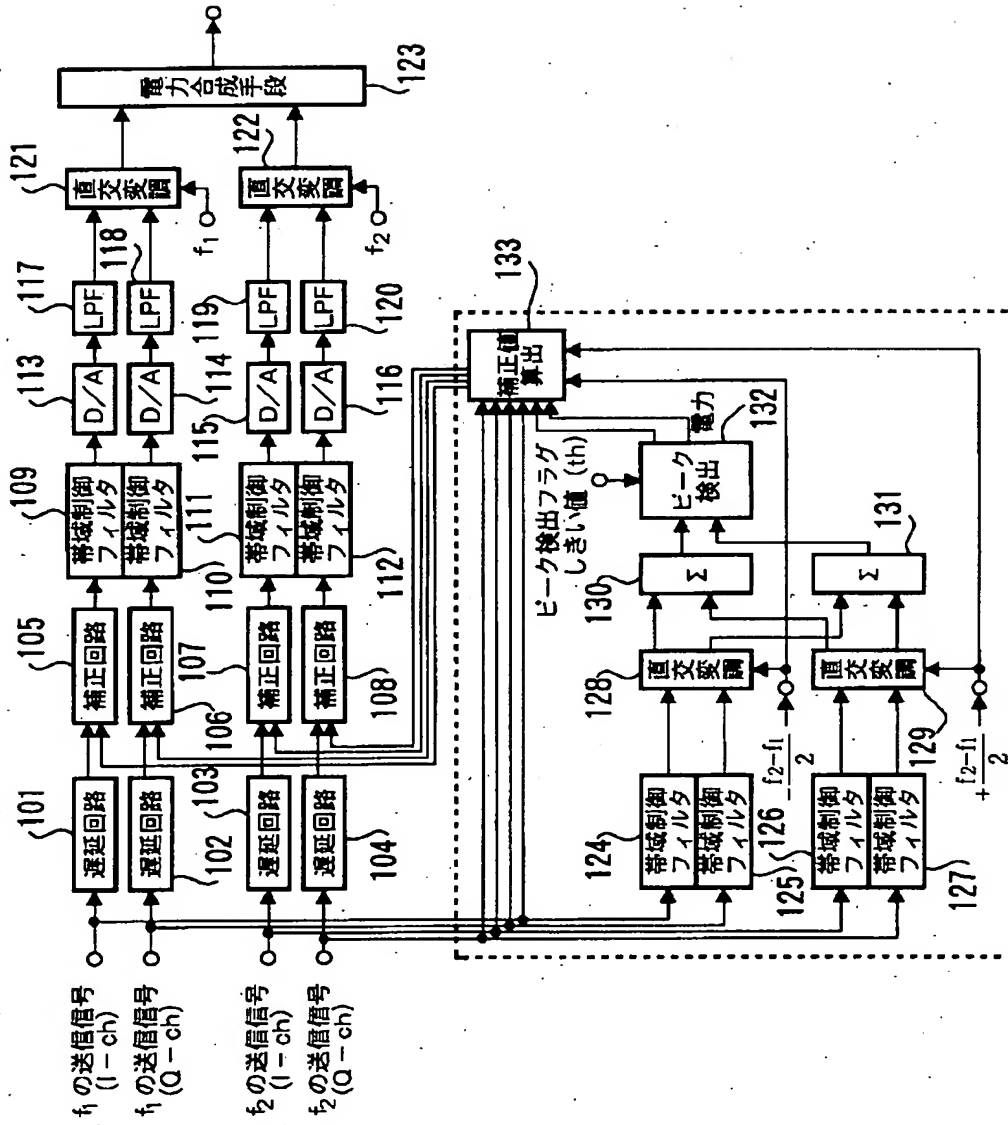
【図3】



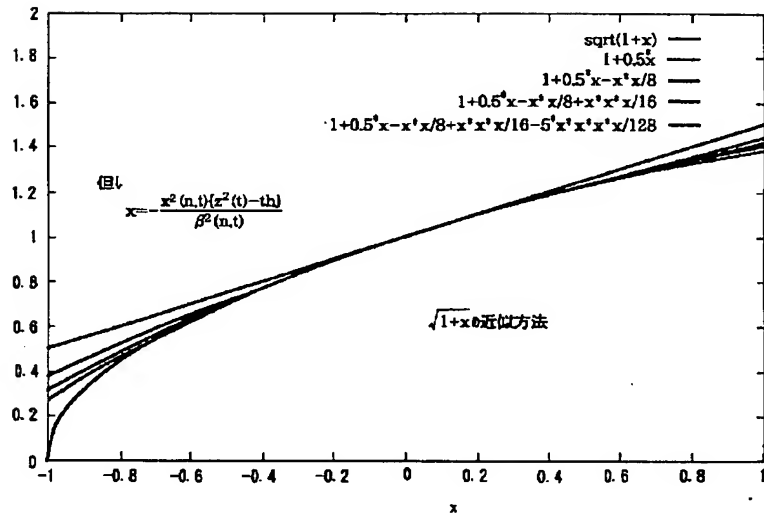
【図6】



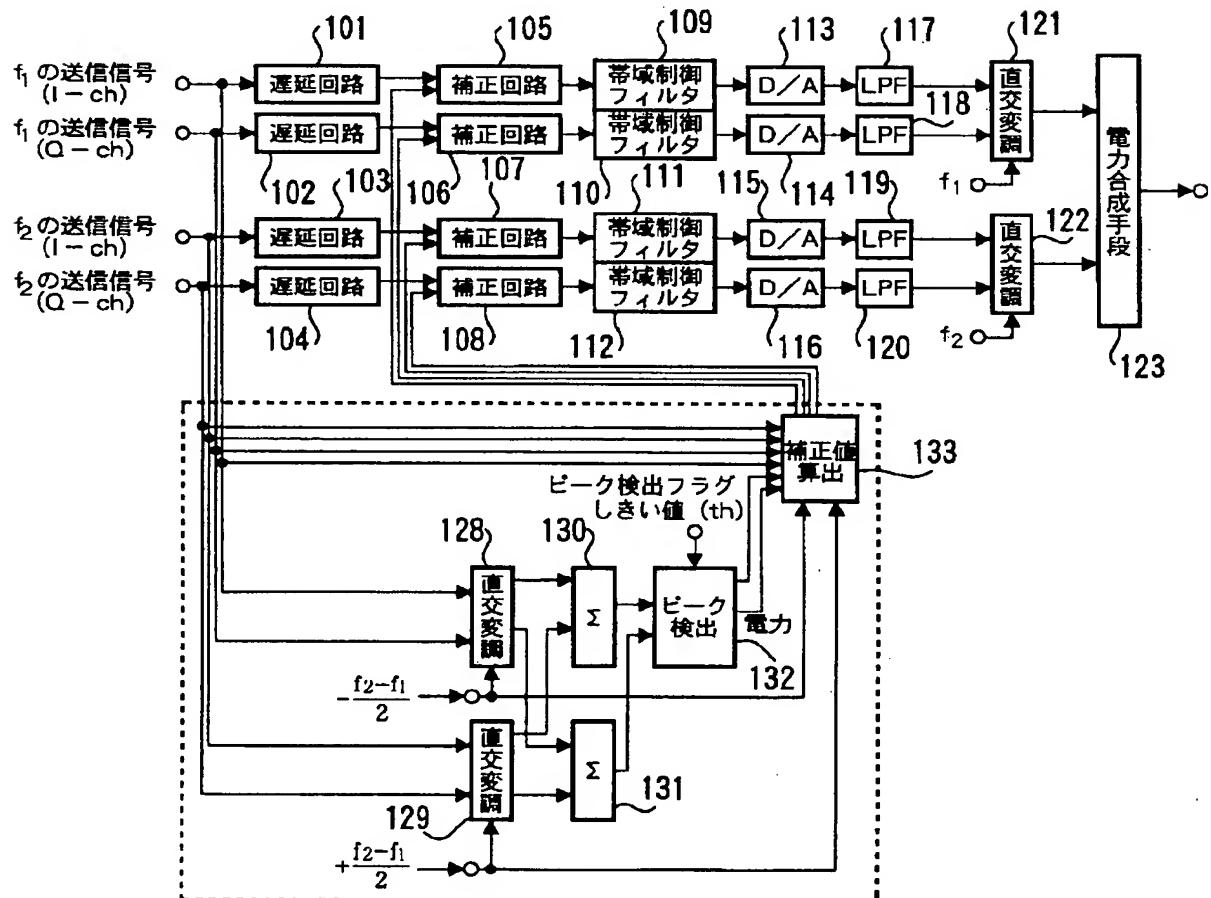
【図1】



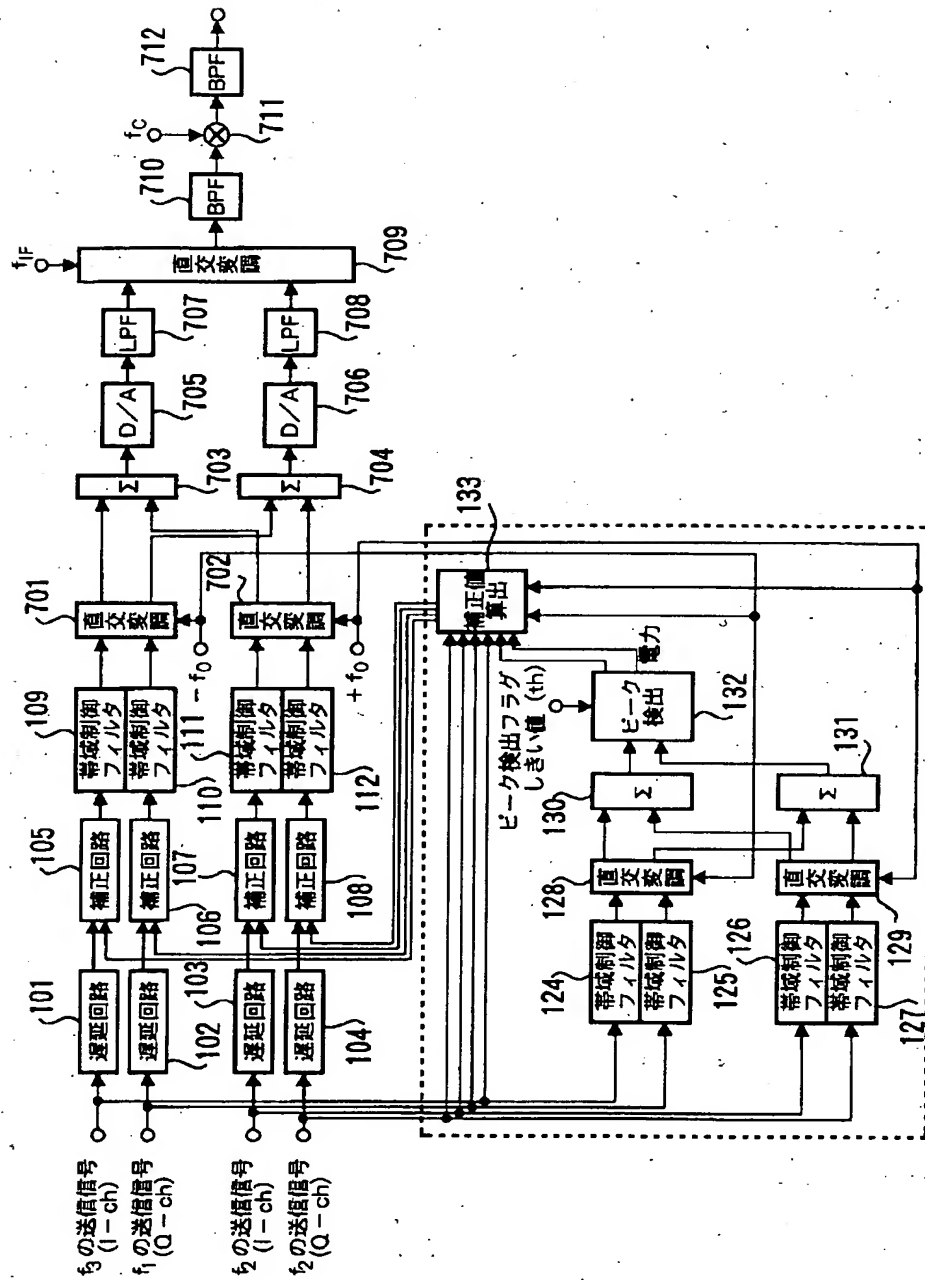
【図 4】



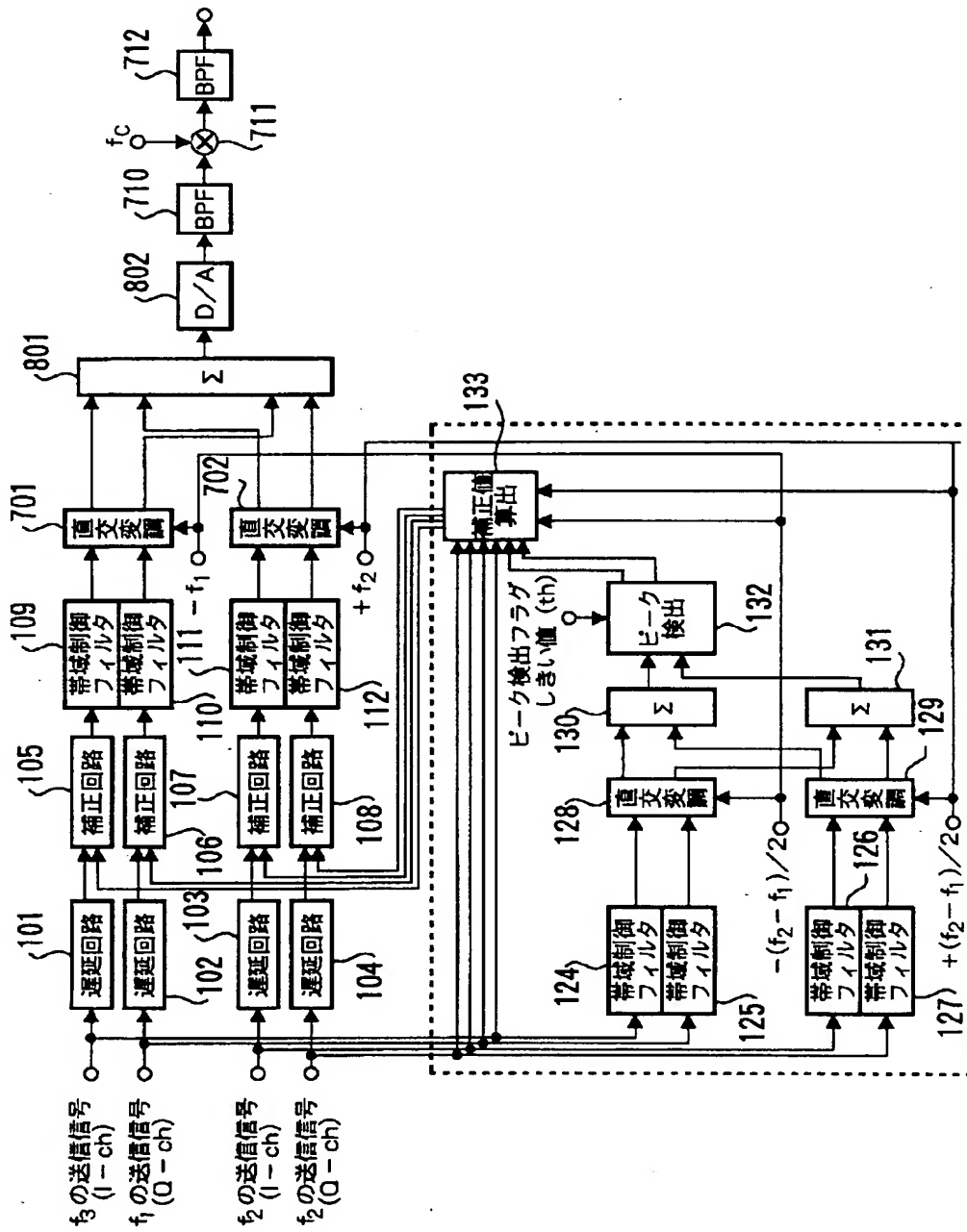
【図 5】



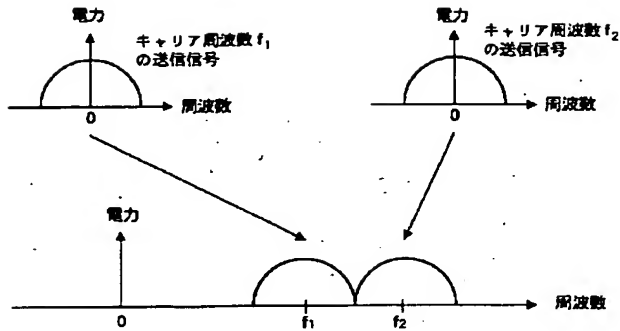
【図7】



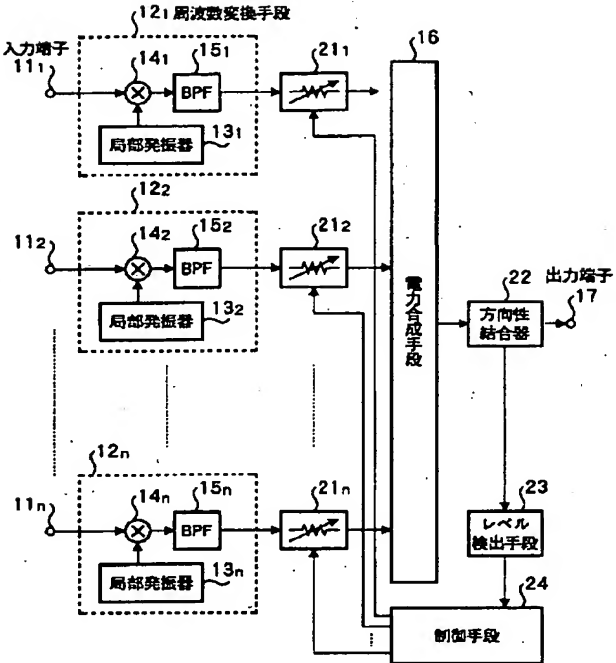
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(72)発明者 渡辺 昌俊
 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1
 号 松下通信工業株式会社内

THIS PAGE BLANK (CSTO)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-313042
(43)Date of publication of application : 09.11.1999

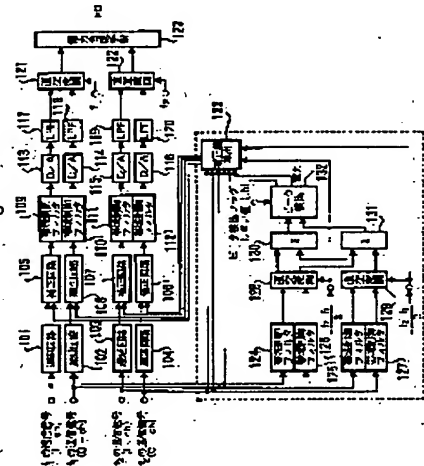
(51)Int.Cl. H04J 1/00
H04B 1/04
H04J 13/02
H04L 27/22

(21)Application number : 10-119562 (71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD
(22)Date of filing : 28.04.1998 (72)Inventor : HIRAMATSU KATSUHIKO
UESUGI MITSURU
KAMI TOYOKI
WATANABE MASATOSHI

(54) RADIO COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To unnecessitate an amplifier which attenuates peak power before a signal output and prevents distortion from occurring even in case of a large peak power input by correcting peak power before synthesis when detected peak power exceeds a prescribed value.
SOLUTION: Band limiting filters 124 to 127 perform band limitation of a transmission base band signal. Orthogonal modulators 128 and 129 orthogonally modulate processing outputs of the filters 124 to 127. A peak power detection circuit 132 detects such peak power as exceeds threshold in results that are subjected to addition processing of orthogonal modulation in adders 130 and 131. If it exceeds the threshold, a target value at which correction is performed is calculated and is communicated to a correction coefficient calculation circuit 133 at the same time as the state by a peak power detection flag. Correction is performed by amplifying inputs of band limiting filters 109 to 112 to correction coefficient times by a correction coefficient calculated by the circuit 133.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 26.04.2001
[Date of sending the examiner's decision of rejection]
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
[Date of final disposal for application]
[Patent number] 3462388
[Date of registration] 15.08.2003
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

THIS PAGE BLANK (857)

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

- [Claim 1] The radio communication equipment characterized by providing a peak-power detection means to detect each peak power based on the sending signal of two or more carrier frequencies, a peak-power amendment means to amend a peak power before power composition when the detected peak power exceeds a predetermined value, and a synthetic means to compound the sending signal of each carrier frequency.
- [Claim 2] The radio communication equipment according to claim 1 characterized by providing the filter which performs filtering processing to the sending signal after peak-power amendment.
- [Claim 3] A peak-power detection means is a radio communication equipment according to claim 1 or 2 characterized by computing a peak power by holding carrier frequency spacing in a frequency lower than a carrier frequency, and performing quadrature modulation and addition.
- [Claim 4] A peak-power detection means is a radio communication equipment according to claim 1 to 3 with which a frequency is characterized by having a quadrature modulation means to perform the zero IF modulation centering on 0Hz.
- [Claim 5] The transmitting system equipped with the filter which carries out filtering processing to the sending signal of two or more carrier frequencies, respectively, a synthetic means to compound the sending signal after filtering, and an amendment means to amend a peak power before filtering processing. The peak-power amendment system which detected each peak power based on the sending signal of two or more of said carrier frequencies, and was equipped with a peak-power correction value calculation means to compute correction value based on the detected peak power, and to send this correction value to said amendment means, The radio communication equipment characterized by providing.
- [Claim 6] A transmitting system is a radio communication equipment according to claim 5 characterized by having a quadrature modulation means to perform quadrature modulation to the sending signal of an analog.
- [Claim 7] A transmitting system is a radio communication equipment according to claim 5 characterized by having a quadrature modulation means to perform quadrature modulation to a digital sending signal.
- [Claim 8] A peak-power amendment system is a radio communication equipment according to claim 5 to 7 characterized by having a filter with tap length shorter than said filter.
- [Claim 9] Base station equipment characterized by having a radio communication equipment according to claim 1 to 8.
- [Claim 10] Mobile station equipment characterized by having a radio communication equipment according to claim 1 to 8.
- [Claim 11] The transmitted peak-power reduction approach characterized by providing the process which detects each peak power based on the sending signal of two or more carrier frequencies, the process which computes correction value when this peak power exceeds a threshold, the process which amends the amplitude of a sending signal according to this correction value, and the process which performs filtering processing to the sending signal of the amended amplitude.
- [Claim 12] The transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 characterized by adjusting a threshold according to a modulation technique.
- [Claim 13] The transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 characterized by adjusting a threshold according to the band limit approach.
- [Claim 14] The transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 which a communication mode is CDMA and is characterized by adjusting a threshold according to a code multiplex number.
- [Claim 15] The transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 to 14 characterized by amending to the sending signal from which the tap multiplier of a filter serves as largest value.
- [Claim 16] The transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 to 14 characterized by amending to the amplitude of the sending signal from which the result of having carried out the multiplication of the tap multiplier of a filter to the sum of the product between the inphase components which carried out quadrature modulation of the filter output to the inphase component which carried out quadrature modulation of the sending signal, and the product between the orthogonal component which carried out quadrature modulation of the sending signal, and the orthogonal component which carried out quadrature modulation of the filter output serves as max.
- [Claim 17] The radio approach characterized by to provide each process which performs quadrature modulation to a zero IF signal at intervals of a carrier frequency, the process which adds the inphase component and the orthogonal component of a sending signal after quadrature modulation, respectively, and is changed into an analog signal, and

the process which carries out quadrature modulation of the sending signal of each carrier frequency after conversion to the process which reduces the peaks of transmitted power by the transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 to 16, and acquires a band limited signal, and this band limited signal.

[Claim 18] The radio approach characterized by providing each process which performs quadrature modulation at intervals of a carrier frequency, and the process which adds the sending signal after a modulation, respectively and is changed into an analog signal to the process which reduces the peaks of transmitted power by the transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 to 16, and acquires a band limited signal, and this band limited signal.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the radio communication equipment transmitted by two or more carrier frequencies.

[0002]

[Description of the Prior Art] The conventional communication device, especially a radio communication equipment are explained using JP.8-274734.A. Drawing 10 is the block diagram showing the configuration of the conventional radio communication equipment. In the radio communication equipment which has this configuration, frequency conversion of the input modulating signal inputted from input terminals 111-11n is carried out to the signal of a frequency band which is mutually different with 121-12n of frequency-conversion means, respectively through variable attenuators 211-21n, signal multiplexing is supplied and carried out and these conversion outputs are outputted to the power composition means 16. The multiplexing output part branches and envelope power level is detected by the level detection means 23. A control means 24 is controlled to Attenuators 211-21n to decrease the time amount of $1/\Delta f_0$ (second) extent (f_0 is the bandwidth frequency of a multiplexed signal), and the mean power of modulating-signal power k/n or less twice, when the disregard level L exceeds mean power k times the level L_s (k is about 4 to 5 times) of a multiplexed signal.

[0003]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, there are the following technical problems of two points in a Prior art. First, in a Prior art, in order to determine the magnitude of attenuation based on the power compounded with the power composition means, the technical problem that it will be outputted produces a sending signal from a power composition means between processings of a level detection means, a control means, and an attenuating means. For this reason, it is necessary to make it a configuration which a strain does not generate about latter amplifier at the time of a big peak power input, either. Generally, magnitude and the calorific value of such amplifier are large, and it is expensive.

[0004] Moreover, by the Prior art, the FSK signal is considered to the sending signal. In the FSK modulating signal, symbol time amount serves as single frequency. A symbol frequency is usually several kHz - hundreds of kHz. This is very long time amount to $1/\Delta f_0$ of time amount which has been indicated in a specification and to attenuate. Therefore, even if the reaction rate for attenuation is somewhat slow, it fully functions.

[0005] However, in an PSK modulation technique or a QAM modulation technique, the amplitude and a phase change into symbol time amount. The rate of this change is almost equivalent to the rate of change of a power addition result. Therefore, when the reaction rate for attenuation is slow, oppression of a peak power will not meet the deadline, but it will decrease in the time of day which has not exceeded the magnitude which the power addition result assumes.

[0006] This invention is made in view of this point, a peak power can be attenuated before a signal output, and it aims at offering the radio communication equipment which can make unnecessary the amplifier of a configuration so that a strain may not occur at the time of a big peak power input, either.

[0007]

[Means for Solving the Problem] In order to solve the above-mentioned technical problem, this invention provided the following means.

[0008] Invention about a radio communication equipment according to claim 1 takes the configuration possessing a peak-power detection means to detect each peak power based on the sending signal of two or more carrier frequencies, a peak-power amendment means to amend a peak power before power composition when the detected peak power exceeds a predetermined value, and a synthetic means to compound the sending signal of each carrier frequency.

[0009] Since according to this configuration a peak power can be amended before power composition when a predetermined value is exceeded, a peak power can be attenuated before a signal output and the amplifier of a configuration so that a strain may not occur at the time of a big peak power input, either can be made unnecessary.

[0010] In a radio communication equipment according to claim 1, it is desirable to provide the filter which performs filtering processing to the sending signal after peak-power amendment like invention according to claim 2.

[0011] Invention according to claim 3 takes the configuration in which a peak-power detection means computes a peak power by holding carrier frequency spacing in a frequency lower than a carrier frequency, and performing quadrature modulation and addition in a radio communication equipment according to claim 1 or 2.

[0012] According to this configuration, the peak power of the added signal which carried out quadrature modulation in the state of the several MHz digital signal is detectable.

[0013] The configuration which has a quadrature modulation means by which invention according to claim 4 performs a centering on 0Hz zero [means / peak-power detection / frequency] IF modulation in a radio communication equipment according to claim 1 to 3 is taken.

[0014] According to this configuration, the sampling frequency of a digital circuit can be made the smallest. Moreover, since IF frequency is outputted, the number of a D/A converter can be reduced to one piece, and analog quadrature modulation circuits can be reduced.

[0015] Invention about a radio communication equipment according to claim 5 The transmitting system equipped with the filter which carries out filtering processing to the sending signal of two or more carrier frequencies, respectively, a synthetic means to compound the sending signal after filtering, and an amendment means to amend a peak power before filtering processing, Each peak power is detected based on the sending signal of two or more of said carrier frequencies, correction value is computed based on the detected peak power, and the configuration possessing the peak-power amendment system equipped with a peak-power correction value calculation means to send this correction value to said amendment means is taken.

[0016] Since according to this configuration a peak power can be amended before power composition when a predetermined value is exceeded, a peak power can be attenuated before a signal output and the amplifier of a configuration so that a strain may not occur at the time of a big peak power input, either can be made unnecessary.

[0017] In a radio communication equipment according to claim 5, the configuration that a transmitting system has a quadrature modulation means to perform quadrature modulation to the sending signal of an analog, like invention according to claim 6 may be used, and the configuration that a transmitting system has a quadrature modulation means to perform quadrature modulation to a digital sending signal, like invention according to claim 7 may be used.

[0018] Invention according to claim 8 takes the configuration in which a peak-power amendment system has a filter with tap length shorter than said filter in a radio communication equipment according to claim 5 to 7.

[0019] According to this configuration, the operation scales or circuit scales of a peak-power calculation circuit are reducible.

[0020] Invention about the transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 takes the configuration possessing the process which detects each peak power based on the sending signal of two or more carrier frequencies, the process which computes correction value when this peak power exceeds a threshold, the process which amends the amplitude of a sending signal according to this correction value, and the process which performs filtering processing to the sending signal of the amended amplitude.

[0021] According to this configuration, a peak power can be reduced, without generating an unnecessary frequency out of band. The back off of an amplifier can be reduced by reducing a peak power. Therefore, amplifier can be made small.

[0022] In the transmitted peak-power reduction approach according to claim 11, like invention according to claim 12, a threshold may be adjusted according to a modulation technique and a threshold may be adjusted according to the band limit approach. Moreover, when a communication mode is CDMA, a threshold may be adjusted like invention according to claim 14 according to a code multiplex number.

[0023] The peak power generated between symbol points by these configurations when not using a band limit filter in the peak-power detection approach can be presumed correctly.

[0024] A peak power can be reduced by the configuration according to claim 12, without generating an unnecessary frequency out of band. Moreover, the back off of an amplifier can be reduced by reducing a peak power. Therefore, amplifier can be made small.

[0025] Moreover, by the configuration according to claim 14, since it is a thing for 1 carrier frequency and the band of a quadrature modulation machine can be constituted, a quadrature modulation machine can be constituted cheaply.

[0026] Invention according to claim 15 takes the configuration which amends to the sending signal from which the tap multiplier of a filter serves as largest value in the transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 to 14.

[0027] In order to amend the amplitude of the signal before inputting into a band limit filter according to this configuration, it is lost that an unnecessary frequency component occurs by amplitude amendment. Moreover, the relation of the quadrature modulation for transmission and power addition, and the quadrature modulation for power calculation and power addition can be constituted without the degradation factor by the analog circuit. And a sampling frequency can be made the smallest.

[0028] Invention according to claim 16 takes the configuration which amends to the amplitude of the sending signal from which the result of having carried out the multiplication of the tap multiplier of a filter to the sum of the product between the inphase components which carried out quadrature modulation of the filter output to the inphase component which carried out quadrature modulation of the sending signal, and the product between the orthogonal component which carried out quadrature modulation of the sending signal, and the orthogonal component which carried out quadrature modulation of the filter output serves as max in the transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 to 14.

[0029] Since this configuration amends to the signal which contributes to a peak power greatly, the amount of amendments can be made small and the amount of strains of a sending signal can be made small. Moreover, the relation of the quadrature modulation for transmission and power addition, and the quadrature modulation for power

calculation and power addition can be constituted without the degradation factor by the analog circuit. And D/A converters can be reduced to one piece and analog quadrature modulation circuits can be reduced.

[0030] Invention about the radio approach according to claim 17 The process which reduces the peaks of transmitted power by the transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 to 16, and acquires a band limited signal, The process which performs quadrature modulation to a zero IF signal at intervals of each carrier frequency to this band limited signal, The configuration possessing the process which adds the inphase component and orthogonal component of a sending signal after quadrature modulation, respectively, and is changed into an analog signal, and the process which carries out quadrature modulation of the sending signal of each carrier frequency after conversion is taken.

[0031] According to this configuration, the relation of the quadrature modulation for transmission and power addition, and the quadrature modulation for power calculation and power addition can be constituted without the degradation factor by the analog circuit. Moreover, a sampling frequency can be made the smallest.

[0032] Invention about the radio approach according to claim 18 takes the configuration which possesses each process which performs quadrature modulation at intervals of a carrier frequency, and the process which adds the sending signal after a modulation, respectively and is changed into an analog signal to the process which reduces the peaks of transmitted power by the transmitted peak-power reduction approach according to claim 11 to 16, and acquires a band limited signal, and this band limited signal.

[0033] According to this configuration, the relation of the quadrature modulation for transmission and power addition, and the quadrature modulation for power calculation and power addition can be constituted without the degradation factor by the analog circuit. Moreover, D/A converters can be reduced to one piece and analog quadrature modulation circuits can be reduced.

[0034] This invention offers base station equipment equipped with a radio communication equipment according to claim 1 to 8 like invention according to claim 9, and offers mobile station equipment equipped with a radio communication equipment according to claim 1 to 8 like invention according to claim 10.

[0035]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the gestalt of operation of this invention is explained to a detail with reference to an accompanying drawing.

[0036] (Gestalt 1 of operation) Drawing 1 is the block diagram showing the configuration of the radio communication equipment concerning the gestalt 1 of operation of this invention. The peak-power reduction approach in a multi-carrier frequency magnification method is used for this radio communication equipment.

[0037] The baseband modulating signal transmitted by the carrier frequency f_1 in delay circuits 101 and 102 is delayed. Similarly, the baseband modulating signal transmitted by the carrier frequency f_2 in delay circuits 103 and 104 is delayed. This time delay is set up so that it may be equivalent to a part for time amount required for the processing which computes the correction factor for oppressing the peak power of the compound power. In addition, when the calculation time amount of a correction factor is quick enough, adjustment of the time amount by the delay circuit becomes unnecessary.

[0038] The amplitude is amended for each delayed signal in the amendment circuits 105-108. This amendment processing is explained later. The band limit filters 109-112 perform band limit processing for the signal which amended the amplitude. The signal band-limited with the band limit filters 109-112 is changed into an analog signal with D/A converters 113-116. Subsequently, the clinch frequency component of the signal changed into the analog signal is removed by LPF 117-120.

[0039] Frequency conversion of the baseband signaling transmitted by the carrier frequency f_1 is carried out to a carrier frequency f_1 with the quadrature modulation vessel 121. Similarly, frequency conversion of the baseband signaling transmitted by the carrier frequency f_2 is carried out to a carrier frequency f_2 with the quadrature modulation vessel 122. Then, the signal of a carrier frequency f_1 and the signal of a carrier frequency f_2 are compounded with the power composition means 123. For example, in using the compound result for a radio communication equipment, it amplifies with amplifier and transmits from an antenna. In using the compound result for wire communication equipment, it amplifies with an amplifier and transmits through a cable. Frequency conversion of the compound result may be carried out to a still higher carrier frequency.

[0040] When the difference of the mean power of power and the peak power of a result which carried out power composition is large, the large amplifier of a dynamic range is needed to mean power. Therefore, it is necessary to oppress a peak power.

[0041] Hereafter, control of a peak power is explained. The detection approach of a peak power is explained [1st]. The band limit filters 124-127 band-limit transmitting baseband signaling. When performing peak level detection strictly, the same thing as the band limit filters 109-112 is used for this filter. However, you may transpose to the filter with which frequency characteristics were almost equivalent and shortened tap length in order to reduce the circuit scales in the case of carrying out by the purpose or hardware processing which reduces the amount of operations in the case of performing a band limit filter by software processing.

[0042] Quadrature modulation of the band limit filtering output is carried out with the quadrature modulation vessels 128 and 129. Although this quadrature modulation machine can realize either an analog circuit or a digital circuit, since it is better to perform correction factor detection processing by digital processing, it is realized in a digital circuit. Drawing 1 shows the case where it realizes in a digital circuit. When realizing in an analog circuit, a D/A converter and LPF are needed.

[0043] When performing quadrature modulation by digital signal processing, quadrature modulation which set center

frequency to 0Hz about the baseband modulating signal is performed. For example, when transmitting by the carrier frequency f1 and the carrier frequency f2, quadrature modulation of the signal transmitted by the carrier frequency f1 is carried out by $-(f2-f1)/2$, and quadrature modulation of the signal transmitted by the carrier frequency f2 is carried out by $+(f2-f1)/2$.

[0044] And I-ch of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of a carrier frequency f2 to I-ch of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of a carrier frequency f1 is added with an adder 130, and Q-ch of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of a carrier frequency f2 to Q-ch of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of a carrier frequency f1 is added with an adder 131. The actuation on the frequency shaft of this quadrature modulation processing is shown in drawing 2.

[0045] In addition, in the gestalt of this operation, since quadrature modulation can be performed by digital signal processing, it can carry out by the low carrier frequency. It is better to process by Zero IF in peak-power detection, since there is no difference between the signal of Zero IF and the signal in a low carrier frequency.

[0046] Subsequently, a peak power which exceeds a threshold to the result of having performed quadrature modulation in the peak-power detector 132 is detected. An example of a peak-power detector is shown in drawing 3. The square of I-ch is computed in the square circuit 301, and the square of Q-ch is computed in the square circuit 302. And each result is added in an adder circuit 303. This is the power of the result of having added the signal which carried out quadrature modulation. Furthermore, the power and the threshold which were added in the comparator circuit 304 are compared, and when the added power is larger than a threshold, the condition is told to the correction factor calculation circuit 133 with a peak-power detection flag. The desired value delta which should amend is computed to coincidence, and it tells it in the correction factor calculation circuit 133. This is computable by lengthening the power detected from the threshold like the following formula 1. However, $z^2(t)$ is the power of the result of having carried out quadrature modulation of the signal of a multi-carrier frequency.

[0047]

[Equation 1]

$$\delta = z^2(t) - th \quad \text{式 1}$$

The correction factor calculation approach is explained to the 2nd. amendment of a peak power is performed by alpha doubling the amplitude to a band limit filter input. Here, the case where an FIR filter realizes a band limit filter is considered. the input signal of the tap number n — alpha twice — each signal will be set to $\alpha x1I(t)$, $\alpha x1Q(t)$, $\alpha x2I(t)$, and $\alpha x2Q(t)$ if carried out. However, $x(t)$ is a baseband modulating signal, the number in front of a suffix shows a carrier frequency number, and the notation after a suffix expresses I-ch or Q-ch.

[0048] the FIR filter output when alpha doubling the signal of the n-th tap becomes like the following type 2.

However, the suffix number was removed and written to this formula. $h()$ is a tap multiplier, T_s is a sampling rate, and $y()$ is a filter output. Naturally at the time of $\alpha = 1$, the filter output is the same as that of the result which does not amend.

[0049]

[Equation 2]

$$\begin{aligned} y'(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} [h(i)x(t-iT_s) + (\alpha-1)h(n)x(t-nT_s)] \\ &= y(t) + (\alpha-1)h(n)x(t-nT_s) \end{aligned} \quad \text{式 2}$$

If quadrature modulation of this signal is carried out and it is added, it will become like the following type 3 - a formula 5.

[Equation 3]

$$z'^2(t) = z_I'^2(t) + z_Q'^2(t) \quad \text{式 3}$$

[Equation 4]

$$\begin{aligned} z_I'(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [y'_{kI}(t) \cos \omega_k t - y'_{kQ}(t) \sin \omega_k t] \\ &= z_I(t) + (\alpha-1)h(n) \sum_{k=0}^{K-1} [x_{kI}(t-nT_s) \cos \omega_k t - x_{kQ}(t-nT_s) \sin \omega_k t] \\ &= z_I(t) + (\alpha-1)h(n)X_I(n,t) \end{aligned} \quad \text{式 4}$$

[Equation 5]

$$\begin{aligned}
z'_Q(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [y_{kI}(t) \sin \omega_k t + y_{kQ}(t) \cos \omega_k t] \\
&= z_Q(t) + (\alpha - 1)h(n) \sum_{k=0}^{K-1} [x_{kI}(t - nT_s) \sin \omega_k t + x_{kQ}(t - nT_s) \cos \omega_k t] \\
&= z_Q(t) + (\alpha - 1)h(n)X_Q(n, t)
\end{aligned}$$

式5

However, K is the number of carrier frequencies and ω_k is the angular velocity of the carrier frequency number k. A formula 3 becomes the value which lengthened the amendment desired value Δ from the power z^2 before amendment (t). This comes to show in the following formula 6.

[0050]

[Equation 6]

$$\begin{aligned}
z'^2(t) &= z^2(t) + h^2(n)(\alpha - 1)^2 \{X_I^2(n, t) + X_Q^2(n, t)\} \\
&\quad + 2h(n)(\alpha - 1) \{z_I(t)X_I(n, t) + z_Q(t)X_Q(n, t)\} \\
&= th
\end{aligned}$$

式6

From the upper type 6, the formula for computing a correction factor α can be derived. The computed result is shown in the following formula 7.

[Equation 7]

$$\alpha = 1 + \frac{\beta(n, t) \left(-1 \pm \sqrt{1 - X^2(n, t) \{z^2(t) - th\} / \beta^2(n, t)} \right)}{h(n)X^2(n, t)}$$

式7

However, $\beta(n, t)$ becomes like the following type 8.

[Equation 8]

$$\beta(n, t) = z_I(t)X_I(n, t) + z_Q(t)X_Q(n, t)$$

式8

If the contents of the square root of a formula 7 are approximated by the expansion into series and a formula 8 is substituted for this, it will become like the following formula 9.

[Equation 9]

$$\alpha \approx 1 - \frac{z^2(t) - th}{2h(n) \{z_I(t)X_I(n, t) + z_Q(t)X_Q(n, t)\}}$$

式9

This approximation is effective in the range of the following type 10, as shown in drawing 4.

[Equation 10]

$$-0.5 < -X^2(n, t) \{z^2(t) - th\} / \beta^2(n, t)$$

式10

[0051] Thus, I-ch and Q-ch ($z_I(n, t)$ and $z_Q(n, t)$ in a formula) of a result to which the correction factor α compounded tap multiplier [of the tap number n] $h(n)$, and a multi-carrier frequency signal, It became clear that it is computable from I-ch and Q-ch ($X_I(n, t)$ and $X_Q(n, t)$ in a formula) of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of the tap number n to the list, and added it to it. the signal of the tap number n is amended α twice using the correction factor α computed by the formula 7 or the formula 9.

[0052] The selection approach of the above-mentioned tap number can consider the following. In the case of a value with the correction factor near zero, since the sending signal of the time of day will be set to about 0, the direction with the multiplier near 1 as much as possible is good. Considering a formula 9, as for a correction factor, the one where the value of tap multiplier $h(n)$ in a denominator is larger approaches 1 more. Therefore, the 1st tap number selection approach is the approach of using as the centre tap from which a tap multiplier serves as largest value. Moreover, considering a formula 9; as for a correction factor, the case where a denominator is the largest approaches 1. Therefore, the 2nd tap number selection approach is the approach of choosing the tap multiplier to which a denominator is calculated and the value becomes the largest.

[0053] Amendment is explained [3rd], the correction factor α which computed amendment in the correction factor calculation circuit 133 — using — the input signal of time of day t — α twice — it carries out.

[0054] By the above-mentioned processing, power which carried out multi-carrier composition can be made into a value smaller than a threshold. Thereby, a peak power can be attenuated before a signal output and the amplifier of a configuration so that a strain may not occur at the time of a big peak power input, either can be made unnecessary.

[0055] In addition, in the radio communication equipment of the gestalt of this operation, it is guaranteed by amending the amplitude to the input of a band limit filter that amendment of the amplitude does not have a bad influence on a frequency. For example, it has a bad influence neither about adjacent channel leakage power indispensable as engine performance of a walkie-talkie, nor spurious power radiation.

[0056] (Gestalt 2 of operation) Drawing 5 is the block diagram showing the configuration of the radio communication equipment concerning the gestalt 2 of operation of this invention. In the radio communication equipment shown in drawing 5, the band limit filter of the peak value amendment part in the radio communication equipment shown in drawing 1 is omitted. Since a multiplier will generally be needed and a circuit scale will become large if a band limit filter is used, in the gestalt 2 of operation, a peak power is computed in the condition of not band-limiting. In addition, in drawing 5, the sign same about the same part as drawing 1 is attached, and the explanation is omitted.

[0057] The following problems can be considered when detecting the peak power in the condition of not band-limiting. In PSK or a QAM modulation technique, a peak power is generated between a symbol point and a symbol point. For this reason, a peak power more nearly actual than the peak power generally computed at the symbol point becomes large. Therefore, it is necessary to give a margin to threshold delta explained with the gestalt 1 of operation so that it can respond also to the peak power generated between symbol points. this margin — a constant envelope modulation technique, PSK, QAM, such as FSK, etc. — un—— a law — it is necessary to change in an envelope modulation technique

[0058] Actuation of the radio communication equipment of the above-mentioned configuration is explained using drawing 5. Since the actuation which compounds the signal of a carrier frequency f1 and the signal of a carrier frequency f2 is the same as that of the gestalt 1 of operation, explanation is omitted.

[0059] The detection approach of a peak power is explained [1st]. Quadrature modulation of the baseband modulating signal is carried out with the quadrature modulation vessels 128 and 129. Although this quadrature modulation machine can realize either an analog circuit or a digital circuit, since it is better to perform correction factor detection processing by digital processing, it is realized in a digital circuit. Drawing 5 shows the case where it realizes in a digital circuit. When realizing in an analog circuit, a D/A converter and LPF are needed.

[0060] When performing quadrature modulation by digital signal processing, quadrature modulation which set center frequency to 0Hz about the baseband modulating signal is performed. When transmitting by the carrier frequency f1 and the carrier frequency f2, quadrature modulation of the signal transmitted by the carrier frequency f1 is carried out by $-(f2-f1)/2$, and quadrature modulation of the signal transmitted by the carrier frequency f2 is carried out by $+(f2-f1)/2$. And I-ch of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of a carrier frequency f2 to I-ch of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of a carrier frequency f1 is added with an adder 130, and Q-ch of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of a carrier frequency f2 to Q-ch of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of a carrier frequency f1 is added with an adder 131. The frequency shaft top of this quadrature modulation processing is as being shown in drawing 2.

[0061] In addition, it is better to process by Zero IF, since there is no difference between the signal of Zero IF and the signal in a low carrier frequency in peak-power detection although quadrature modulation can be performed by the low carrier frequency.

[0062] Next, a peak power which exceeds a threshold to the result of having performed quadrature modulation in the peak-power detector 132 is detected. The peak-power detector is the same as that of what is used in the gestalt 1 of operation.

[0063] Furthermore, the power and the threshold which were added in the comparator circuit 304 are compared, and when the added power is larger than a threshold, the condition is told to the correction factor calculation circuit 133 with a peak-power detection flag. The desired value delta which should amend is computed to coincidence, and it tells it in the correction factor calculation circuit 133. This is computable by lengthening the power detected from the threshold. However, $z2(t)$ is the power of the result of having carried out quadrature modulation of the signal of a multi-carrier frequency. In addition, since the peak power is not measured to the output using the actually transmitted band limit filter, a hat is attached and it specifies that it is estimate.

[0064]

[Equation 11]

$$\delta = \hat{z}^2(t) - \text{th} \quad \text{式 11}$$

[Equation 12]

$$\hat{z}^2(t) = \hat{z}_I^2(t) + \hat{z}_Q^2(t) \quad \text{式 12}$$

[Equation 13]

$$\begin{aligned} \hat{z}_I(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [x_{KI}(t-nT_s) \cos \omega_k t - x_{kQ}(t-nT_s) \sin \omega_k t] \\ &= X_I(n, t) \end{aligned} \quad \text{式 13}$$

[Equation 14]

$$\begin{aligned} \hat{z}_Q(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [x_{KI}(t-nT_s) \sin \omega_k t + x_{kQ}(t-nT_s) \cos \omega_k t] \\ &= X_Q(n, t) \end{aligned} \quad \text{式 14}$$

[0065] As shown in drawing 6, in the case of the peak-power measuring method which excluded interpolation processing and band limit filtering, the power A which happens by the state transition of a symbol point and a symbol point cannot be measured, but it can measure the power B in a symbol point, as mentioned above. The ratio of this power A (PA) and power B (PB) changes with the properties of a modulation technique or a band limit filter. Moreover, even when carrying out multiplex [of the diffusion sign] like a CDMA communication mode and transmitting, the ratios of Power A and Power B differ. Therefore, the ratio of this power A and Power B is beforehand measured by simulation etc., and a threshold (th) is amended. The amendment approach becomes like the following type 15.

[0066]

[Equation 15]

$$th' = \frac{P_A}{P_B} th \quad \text{式 15}$$

The correction factor calculation approach is explained to the 2nd. The amendment approach is computable like the gestalt 1 of operation. To $zI(t)$ of a formula 6, and $zQ(t)$, if a formula 13 and a formula 14 are substituted, it will become like the following type 16.

[0067]

[Equation 16]

$$\begin{aligned} z'^2(t) &= \hat{z}^2(t) + h^2(n)(\alpha - 1)^2 \{ X_I^2(n, t) + X_Q^2(n, t) \} \\ &\quad + 2h(n)(\alpha - 1) \{ \hat{z}_I(t) X_I(n, t) + \hat{z}_Q(t) X_Q(n, t) \} \\ &= X^2(t) + h^2(n)(\alpha - 1)^2 X^2(n, t) + 2h(n)(\alpha - 1) X^2(n, t) \\ &= th \end{aligned} \quad \text{式 16}$$

Moreover, if a correction factor alpha is computed, it will become like the following type 17.

[Equation 17]

$$\alpha = 1 - \frac{1 \pm \sqrt{th/X^2(n, t)}}{h(n)} \quad \text{式 17}$$

[0068] Thus, it became clear that a correction factor alpha is computable from tap multiplier [of the tap number n] $h(n)$ and the power (X^2 in a formula (n, t)) of the signal which carried out quadrature modulation of the baseband modulating signal of the tap number n, and added it. the signal of the tap number n is amended alpha twice using the correction factor alpha computed by the formula 17. In addition, the selection approach of the above-mentioned tap number is the same as that of the gestalt 1 of operation.

[0069] By the above-mentioned processing, power which carried out multi-carrier composition can be made into a value smaller than a threshold. Thereby, a peak power can be attenuated before a signal output and the amplifier of a configuration so that a strain may not occur at the time of a big peak power input, either can be made unnecessary. Furthermore, since in addition to the effectiveness of the gestalt 1 of operation it is a correction value calculation side and a band limit filter is not used, it is possible to make a circuit scale small.

[0070] In addition, in the radio communication equipment of the gestalt of this operation, it is guaranteed by amending the amplitude to the input of a band limit filter that amendment of the amplitude does not have a bad influence on a frequency. For example, it has a bad influence neither about adjacent channel leakage power indispensable as engine performance of a walkie-talkie, nor spurious power radiation.

[0071] (Gestalt 3 of operation) Drawing 7 is the block diagram showing the configuration of the radio communication equipment concerning the gestalt 3 of operation of this invention. In the radio communication equipment shown in drawing 7, it has composition which carries out quadrature modulation in the digital condition. In addition, in drawing 7, the sign same about the same part as drawing 1 is attached, and the explanation is omitted.

[0072] The baseband modulating signal transmitted by the carrier frequency f_1 in delay circuits 101 and 102 is delayed. Similarly, the baseband modulating signal transmitted by the carrier frequency f_2 in delay circuits 103 and 104 is delayed. This time delay is set up so that it may be equivalent to a part for time amount required for the processing which computes the correction factor for oppressing the peak power of the compound power. In addition, when the calculation time amount of a correction factor is quick enough, adjustment of the time amount by the delay circuit becomes unnecessary.

[0073] The amplitude is amended for each delayed signal in the amendment circuits 105-108. This amendment processing is explained later. The band limit filters 109-112 perform band limit processing for the signal which amended the amplitude. In the quadrature modulation circuit 701, quadrature modulation of the signal band-limited with the band limit filters 109 and 110 is carried out by carrier frequency $-(f_2 - f_1) / 2$. Moreover, in the quadrature modulation circuit 702, quadrature modulation of the signal band-limited with the band limit filters 111 and 112 is carried out by carrier frequency $+(f_2 - f_1) / 2$. However, it is referred to as $f_2 > f_1$.

[0074] And I-ch of each quadrature modulation result is added with an adder 703, and Q-ch of each quadrature modulation result is added with an adder 704. This is processing which generally creates a zero IF signal. Since the frequency band expressed as a digital signal becomes the smallest when realizing by these zero IF, a sampling

frequency can be made the smallest. The expression on a frequency shaft is as being shown in drawing 2.

[0075] Subsequently, a digital signal is changed into an analog signal with D/A converters 705 and 706. The clench frequency component of the signal changed into the analog signal is removed by LPF 707 and 708.

[0076] Furthermore, quadrature modulation of these signals is carried out in the analog quadrature modulation circuit 709, an unnecessary frequency component is removed from the signal by which quadrature modulation was carried out by BPF710, a rise convert is carried out with a mixer 711 at a carrier frequency, and an unnecessary frequency component is removed by BPF712.

[0077] When using for a radio communication equipment, after amplifying with amplifier the result changed into the carrier frequency, it transmits from an antenna. Moreover, when using for wire communication equipment, the result changed into the carrier frequency is amplified with an amplifier, and it transmits through a cable.

[0078] In addition, the detection approach of a peak power is the same as that of the gestalt 1 of operation, and the gestalt 2 of operation. In the detection approach of the peak power of the gestalt 2 operation, the band limit filters 124-127 become unnecessary. Moreover, the calculation approach and the amendment approach of a correction factor alpha are also the same as that of the gestalt 1 of operation, and the gestalt 2 of operation.

[0079] By the above-mentioned processing, power which carried out multi-carrier composition can be made into a value smaller than a threshold. Thereby, a peak power can be attenuated before a signal output and the amplifier of a configuration so that a strain may not occur at the time of a big peak power input, either can be made unnecessary. Moreover, since the power composition approach using the quadrature modulation for transmission and the power composition approach using the quadrature modulation of a detecting-peak power sake are made the same, namely, are performed in the state of digital one, a peak power can be detected correctly and a peak power can be oppressed based on it.

[0080] In addition, in the radio communication equipment of the gestalt of this operation, it is guaranteed by amending the amplitude to the input of a band limit filter that amendment of the amplitude does not have a bad influence on a frequency. For example, it has a bad influence neither about adjacent channel leakage power indispensable as engine performance of a walkie-talkie, nor spurious power radiation.

[0081] (Gestalt 4 of operation) Drawing 8 is the block diagram showing the configuration of the radio communication equipment concerning the gestalt 4 of operation of this invention. In the radio communication equipment shown in drawing 8, it has the composition of not performing zero IF processing. In addition, in drawing 8, the sign same about the same part as drawing 7 R> 7 is attached, and the explanation is omitted.

[0082] The baseband modulating signal transmitted by the carrier frequency f1 in delay circuits 101 and 102 is delayed. Similarly, the baseband modulating signal transmitted by the carrier frequency f2 in delay circuits 103 and 104 is delayed. This time delay sets up the correction factor for peak oppression of envelope power so that it may be equivalent to a part for time amount required for calculation processing. In addition, when the calculation time amount of a correction factor is quick enough, adjustment of the time amount by the delay circuit becomes unnecessary.

[0083] The amplitude is amended for each delayed signal in the amendment circuits 105-108. This amendment processing is explained later. The band limit filters 109-112 perform band limit processing for the amended signal. In the quadrature modulation circuit 701, quadrature modulation of the signal band-limited with the band limit filters 109 and 110 is carried out by the carrier frequency f1. In the quadrature modulation circuit 702, quadrature modulation of the signal band-limited with the band limit filters 111 and 112 is carried out by the carrier frequency f2. Furthermore, these signals are added with an adder 801. The expression on a frequency shaft is as being shown in drawing 9.

[0084] Next, a digital signal is changed into an analog signal for an addition result with D/A converter 802, an unnecessary frequency component is removed by BPF710, a rise convert is carried out with a mixer 711 at a carrier frequency, and an unnecessary frequency component is removed by BPF712.

[0085] When using for a radio communication equipment, after amplifying with amplifier the result changed into the carrier frequency, it transmits from an antenna. Moreover, when using for wire communication equipment, the result changed into the carrier frequency is amplified with an amplifier, and it transmits through a cable.

[0086] In addition, the detection approach of a peak power is the same as that of the gestalt 1 of operation, and the gestalt 2 of operation. When computing a peak power by the approach of the gestalt 2 operation, the band limit filters 124-127 become unnecessary. Moreover, the calculation approach of a correction factor alpha and the amendment approach are the same as that of the gestalt 1 of operation, and the gestalt 2 of operation.

[0087] Since the power composition approach using the quadrature modulation for transmission and the power composition approach using the quadrature modulation of a detecting-peak power sake are made the same, namely, the above-mentioned processing performs them in the state of digital one, a peak power can be detected correctly and a peak power can be oppressed based on it. Moreover, since it is a thing for 1 carrier frequency and the band of a quadrature modulation machine can be constituted, a quadrature modulation machine can be constituted cheaply.

[0088] In addition, in the gestalten 1-4 of the above-mentioned implementation, although the case where a carrier frequency is two is explained in order to simplify explanation, in this invention, the number of carrier frequencies is good by the number of arbitration.

[0089] Moreover, in the gestalten 1-4 of the above-mentioned implementation, a threshold can be adjusted according to a modulation technique and the band limit approach. Moreover, when a communication mode is CDMA, a threshold can be adjusted according to a code multiplex number.

[0090] The radio communication equipment of this invention can be carried in base station equipment or mobile

station equipment, and can be used for the radio communications system which performs radio between base station equipment and mobile station equipment.

[0091]

[Effect of the Invention] The radio communication equipment which adopts the peak-power reduction approach under two or more carrier frequency communication mode which starts this invention as explained above can attenuate a peak power before a signal output, and can make unnecessary the amplifier of a configuration so that a strain may not occur at the time of a big peak power input, either.

[Translation done.]

008 PAGE 0000000000

*** NOTICES ***

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The block diagram showing the configuration of the radio communication equipment concerning the gestalt 1 of operation of this invention

[Drawing 2] Drawing showing the quadrature modulation signal on the frequency shaft in the radio communication equipment concerning the gestalt of the above-mentioned implementation

[Drawing 3] The block diagram of the peak-power detector in the radio communication equipment concerning the gestalt of the above-mentioned implementation

[Drawing 4] The explanatory view of the approximate expression in the radio communication equipment concerning the gestalt of the above-mentioned implementation

[Drawing 5] The block diagram showing the configuration of the radio communication equipment concerning the gestalt 2 of operation of this invention

[Drawing 6] The explanatory view of the power of the modulating signal in the radio communication equipment concerning the gestalt of the above-mentioned implementation

[Drawing 7] The block diagram showing the configuration of the radio communication equipment concerning the gestalt 3 of operation of this invention

[Drawing 8] The block diagram showing the configuration of the radio communication equipment concerning the gestalt 4 of operation of this invention

[Drawing 9] Drawing showing the quadrature modulation signal on the frequency shaft in the radio communication equipment concerning the gestalt of the above-mentioned implementation

[Drawing 10] The block diagram showing the configuration of the conventional radio communication equipment

[Description of Notations]

101-104 Delay circuit

105-108 Amendment circuit

109-112, 124-127 Band limit filter

113-116, 705, 706 D/A converter

117-120, 707, 708 LPF

121, 122, 128, 129, 701, 702 Quadrature modulation machine

123 Power Composition Means

130, 131, 703, 704 Adder

132 Peak-Power Detector

133 Correction Factor Calculation Circuit

301, 302 Square circuit

303 Adder Circuit

304 Comparator Circuit

710, 712 BPF

711 Mixer

[Translation done.]

THIS PAGE BLANK

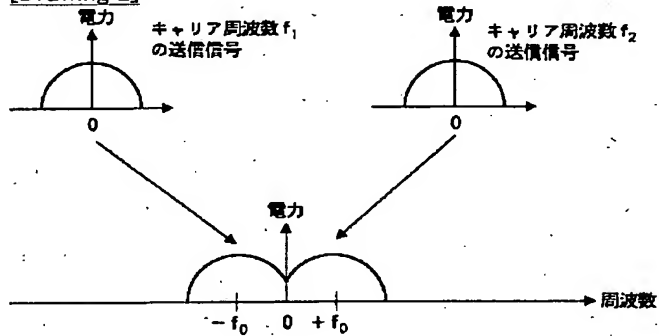
* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

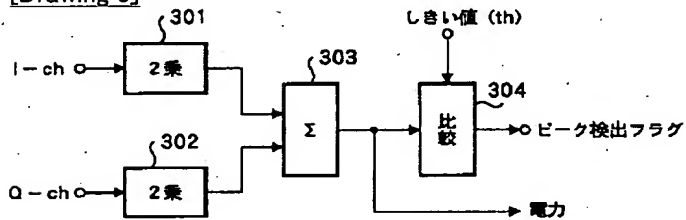
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

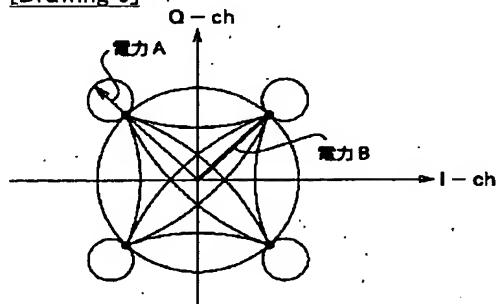
[Drawing 2]



[Drawing 3]

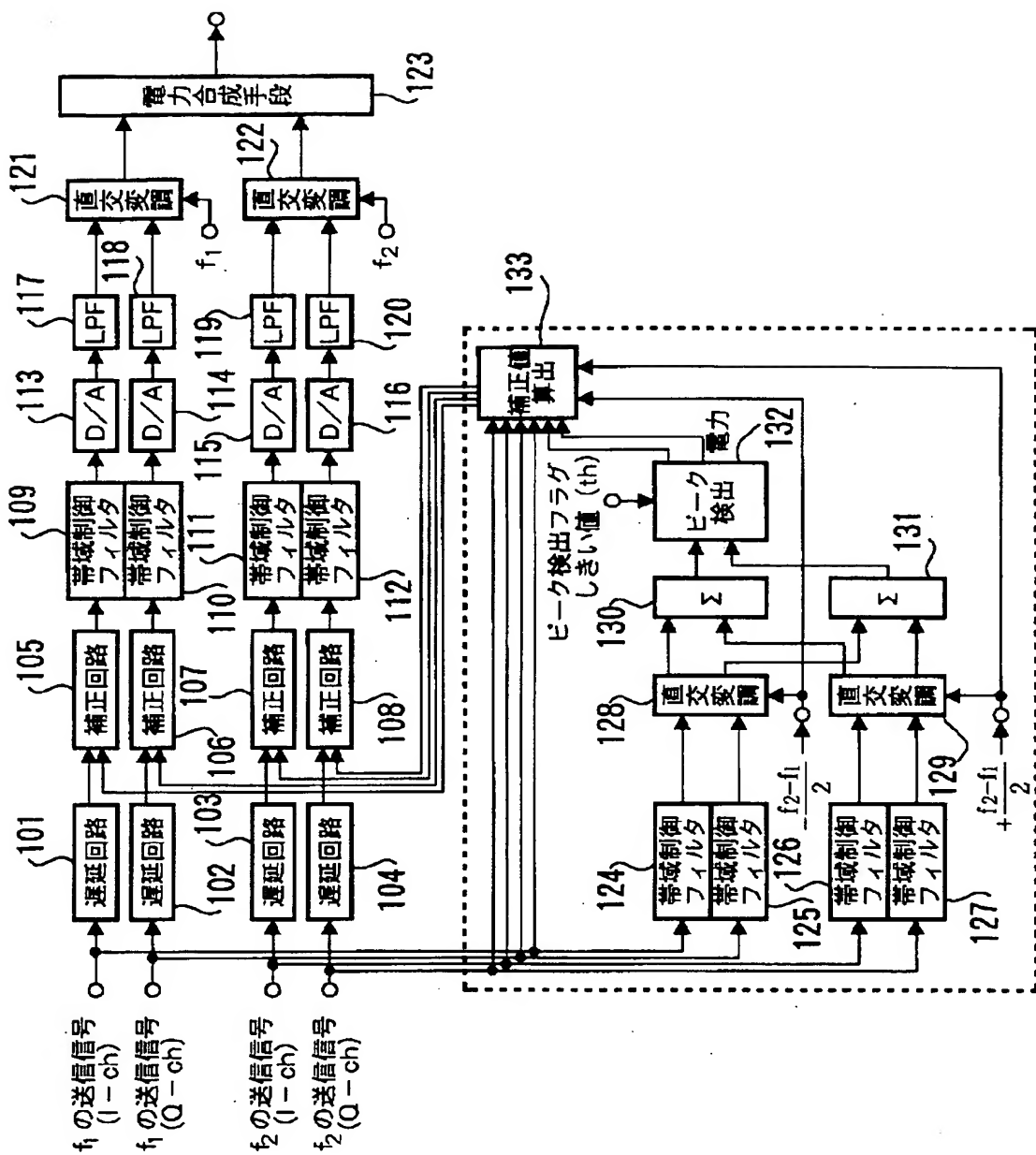


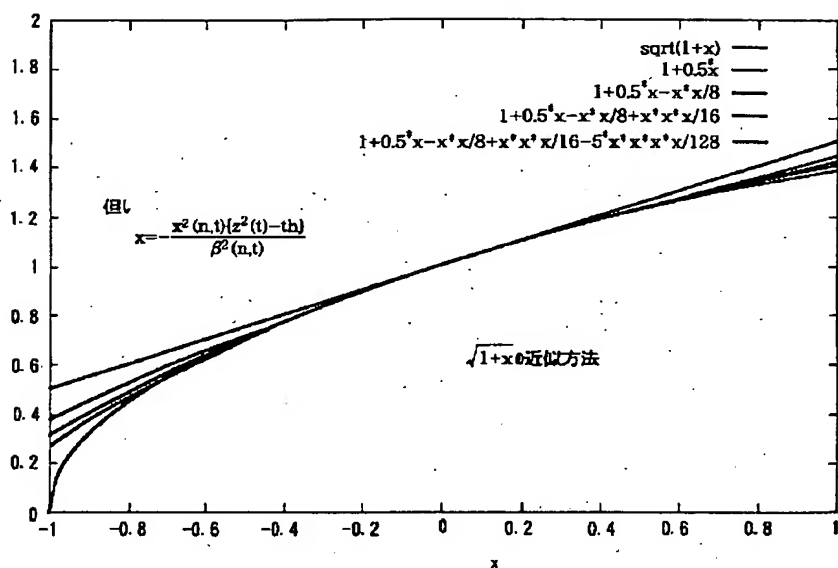
[Drawing 6]



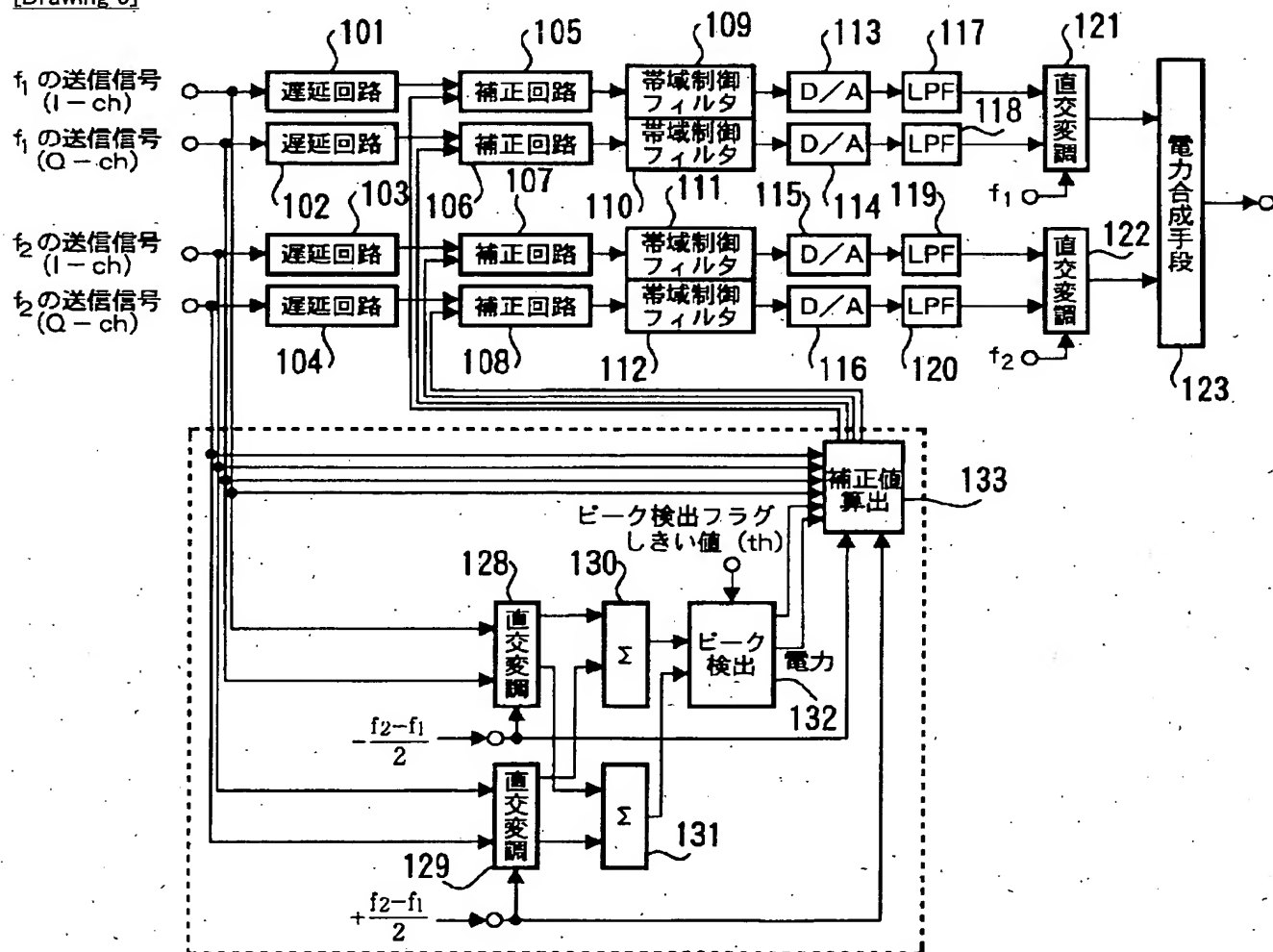
[Drawing 1]

[Drawing 4]

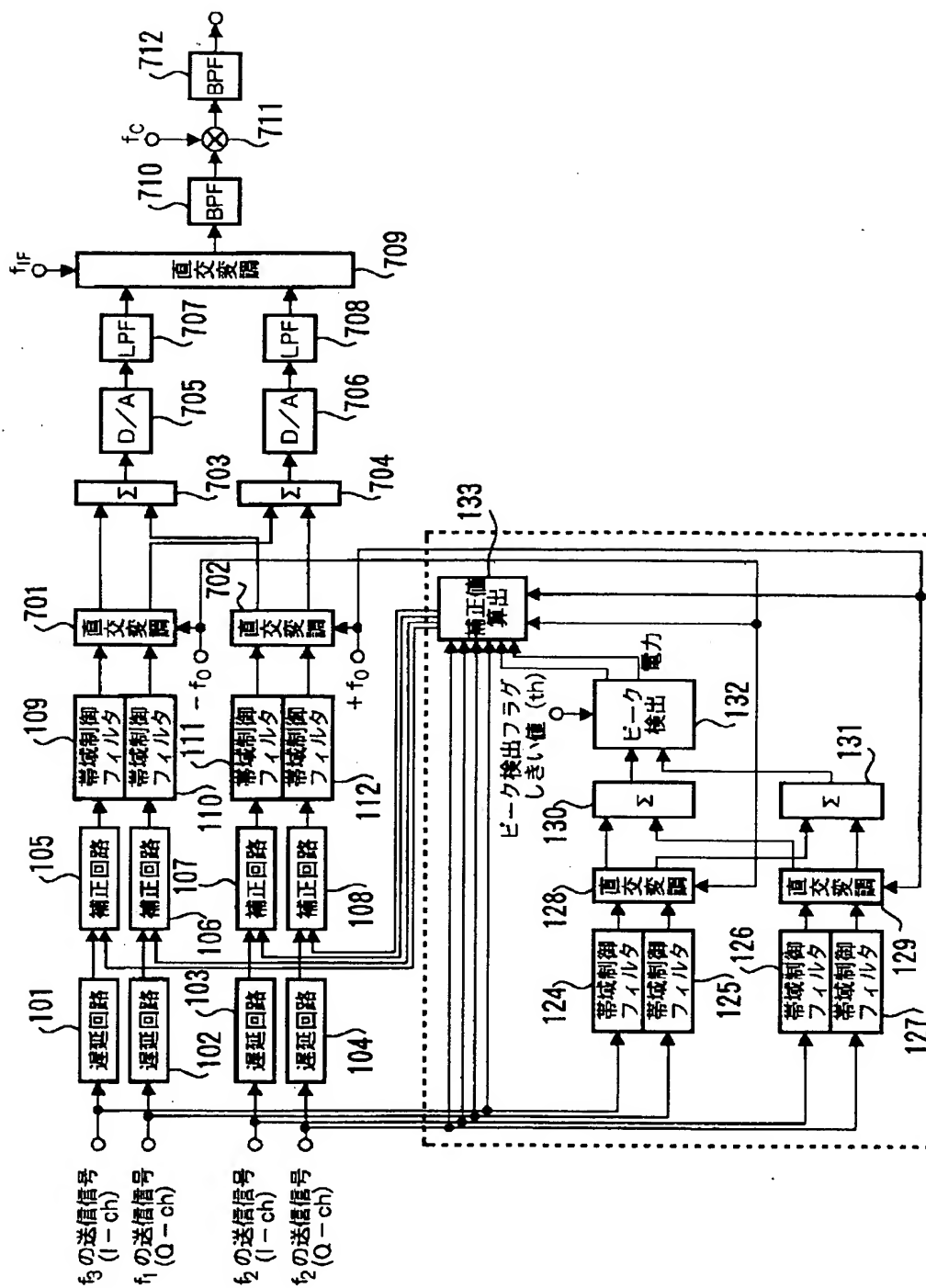




[Drawing 5]

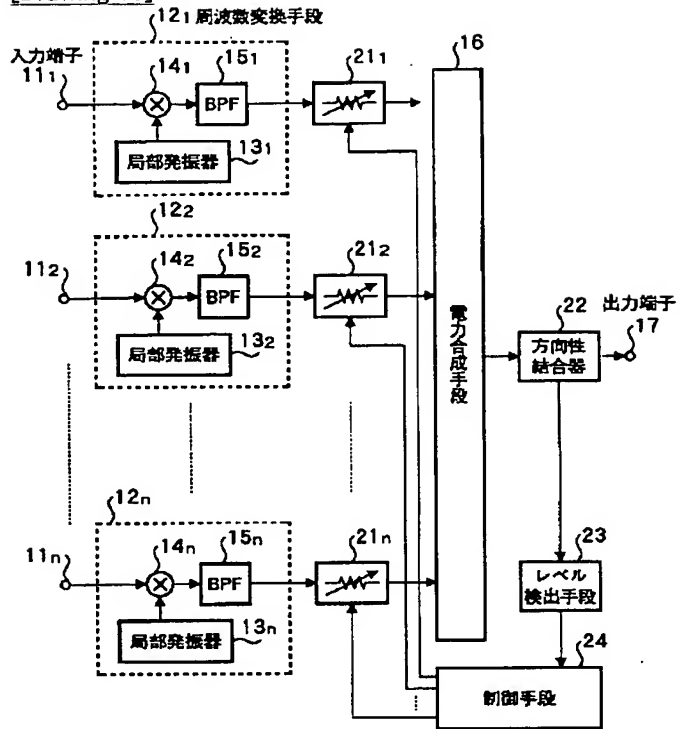


[Drawing 7]



[Drawing 8]

[Drawing 10]



[Translation done.]